



Titre: Conception de circuits micro-ondes multi-bandes et à fréquences agiles pour la réalisation de systèmes sans fil reconfigurables

Auteur: Érick Emmanuel Djoumessi

Date: 2010

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Djoumessi, É. E. (2010). Conception de circuits micro-ondes multi-bandes et à fréquences agiles pour la réalisation de systèmes sans fil reconfigurables [Thèse de doctorat, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie.
Citation: <https://publications.polymtl.ca/394/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/394/>
PolyPublie URL:

Directeurs de recherche: Ke Wu
Advisors:

Programme: génie électrique
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

CONCEPTION DE CIRCUITS MICRO-ONDES MULTI-BANDES ET À
FRÉQUENCES AGILES POUR LA RÉALISATION DE SYSTÈMES SANS FIL
RECONFIGURABLES

ERICK EMMANUEL DJOUMESSI

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ELECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

THÈSE PRÉSENTÉE EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE PHILOSOPHIAE DOCTOR
(GENIE ÉLECTRIQUE)

AOUT 2010

© ERICK EMMANUEL DJOUMESSI , 2010

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Cette thèse intitulée

CONCEPTION DE CIRCUITS MICRO-ONDES MULTI-BANDES ET A FRÉQUENCES
AGILES POUR LA RÉALISATION DE SYSTÈMES SANS FIL RECONFIGURABLES

Présentée par : DJOUMESSI Erick Emmanuel

en vue de l'obtention du diplôme de : Philosophiae Doctor

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. NERGUIZIAN, Chahé , Ph.D , président

M. WU, Ke , Ph.D , membre et directeur de recherche

M. DESLANDES, Dominic , Ph.D , membre

M. El-GAMAL, Mourad, Ph.D , membre externe

DÉDICACE

*À mes parents, frères et sœurs, ainsi qu'à ma famille, et très spécialement à mon épouse Louise,
et mes enfants Cédric, Patrice et Sabrina, pour leur précieuse et inoubliable motivation*

REMERCIEMENTS

Je voudrais tout d'abord remercier le professeur Ke WU, mon directeur de recherche, pour son soutien, ses conseils et son encouragement. Au cours des dernières années, il m'a guidé de façon éclairée, ce qui m'a permis d'orienter mes travaux de recherche. Il a aussi su me partager sa passion pour la recherche et sa ténacité dans les épreuves.

J'adresse aussi de vifs remerciements à tous les membres de ma famille, pour leur support, toute la patience qu'ils ont su démontrer tout au long de mon parcours académique. Un merci spécial à mon père Cosmas DJOUMESSI, et ma mère Esther NGEUFACK DJOUMESSI qui chaque jour n'ont cessé de me motiver et me pousser à exceller dans ce travail. Je dirais également merci à mes grands-parents Lazare TEDONJIONANG, Pauline FOLEFACK, Leonard TEFOUETIO FOUEKENG MANFO et Pauline MAKETSA qui m'ont apporté un support spirituel tout au long de mes études.

Un merci tout particulier à ma femme Louise BRILLANT DJOUMESSI ainsi qu'à mes enfants Cédric FOLEFACK DJOUMESSI, Patrice BRILLANT DJOUMESSI, Sabrina ESTERELLA DJOUMESSI qui ont su me motiver à chaque moment de tous mes travaux. Un merci spécial à mes frères et sœurs Olivier B. DJOUMESSI, Paul F. DJOUMESSI, Sandrine C. DJOUMESSI, Leonel M. DJOUMESSI, Elise B. DJOUMESSI, ainsi qu'à leurs épouses, époux et enfants respectifs pour leurs soutiens et précieux conseils.

Un merci spécial à Hervé A. FACPONG, et à ses frères Hugues ACHIGUI et Joseph ACHIGUI pour leur précieuses motivations.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance à tous les techniciens du laboratoire Poly-GRAMES pour leur aide inestimable. Sans eux, mes recherches ne seraient encore qu'à l'étape de concept théorique.

Je remercie également Ginette Desparois qui m'a apporté une aide grandement appréciée dans toutes les démarches administratives.

Finalement, je tiens à souligner l'apport important de tous mes collègues du Poly-GRAMES. Leur présence et nos discussions enrichissantes ont été pour moi une source de motivation constante.

RÉSUMÉ

Les travaux effectués dans cette thèse sont centrés sur la conception et la réalisation de composantes et d'un système récepteur complet Radio Fréquence (RF) et Micro-onde qui possèdent des caractéristiques multifonctionnelles telles que des bandes de fréquences d'opération multiples et reconfigurables par l'utilisation des diodes varactors semi-conducteurs ou des matériaux ferroélectrique (BST) contrôlés par des tensions électriques .

Dans la première partie de cette thèse, une méthode de mesure simple et rapide est développée et utilisée pour extraire la perte tangentielle et la constante diélectrique du matériel ferroélectrique (BST) à partir de mesures de capacités interdigitales BST. Un modèle électrique de la capacité BST est aussi obtenu à différentes tensions de polarisation du BST, afin de représenter ainsi la variation des pertes résistives et le pourcentage d'accordabilité de la capacitance par rapport à la tension de polarisation. De façon globale, les capacités interdigitales BST caractérisées présentent une accordabilité capacitive de 52% pour une tension appliquée variant de 0 à 25 volts.

Dans le but de concevoir un démodulateur frontal six-port reconfigurable, deux coupleurs hybrides quadrature multi-bande accordables contrôlés par une tension à l'aide de diode varactor et par des capacités ferroélectriques (BST) sont caractérisés et comparés dans la seconde partie de cette thèse. Les deux structures sont composées de quatre sections de ligne de transmission microruban d'un quart de longueur d'onde à une fréquence centrale entre les deux fréquences

d'opérations, et de deux paires de lignes de transmission ouvertes connectées en parallèle. Le coupleur multi-bande contrôlé par les diodes semi-conducteurs de types MSV34,075 présente 45.9% et 5.2% d'accordabilité de la fréquence centrale pour la première et la deuxième bande, tandis qu'un pourcentage d'accordabilité de 29.2% et 4.3% sont obtenus pour le coupleur utilisant des varactors BST. En polarisant les deux coupleurs avec des tensions DC de 0 et 25 volts, un test de caractérisation de la non-linéarité a montré que le coupleur ajustable par les capacitances BST présente une meilleure linéarité, soit un produit d'intermodulation de troisième ordre (IIP3) de +25.45 et +35 dBm, et de +11.5 et +34 dBm pour le coupleur contrôlable par des varactors semi-conducteurs.

Le filtre RF passe bande est l'un des éléments les plus importants dans un système récepteur RF. Il permet de sélectionner le signal désiré tout en rejetant ceux non-désirés. Pour ce faire, nous proposons deux différents types de filtres bimode multifonctionnelles réalisés en technologie microruban : le premier filtre fonctionne aux fréquences sans-fil U-NII, tandis que le deuxième filtre opère de façon dynamique de manière à couvrir les bandes de fréquences GSM et ISM. Nous avons utilisé une configuration multicouche afin de miniaturiser le premier filtre. La première et la troisième couche servent d'intégration des filtres opérant aux fréquences centrales d'opération de 5.2 GHz et 5.8 GHz, tandis que la seconde couche est utilisée comme plan de masse commun aux deux filtres et sert aussi d'interface de découplage. Par la suite, nous avons utilisé une transition par un couplage capacitif afin de connecter les deux filtres aux ports d'entrée et de sortie en lignes coplanaires (CPW). Afin de valider le principe de conception, des prototypes de filtres très sélectifs et multicouche, opérant à une seule et deux bandes passantes sont conçus, fabriqués et mesurés. Les deux filtres sélectifs opérant respectivement aux

fréquences centrales de 5.2 et 5.8 GHz présentent une rejection de signal au delà de 40 dB en dehors de la bande passante et une bande passante fractionnelle à 3 dB de 5.8 % et 6%. Le filtre multicouche multi-bande, à 5.2 GHz et 5.8 GHz, présente une isolation supérieure à 30 dB entre les deux bandes passantes. Les pertes d'insertion du filtre proposé sont inférieures à 2.76 dB aux deux bandes passantes, et avec une bande passante fractionnelle inférieure à 5%.

D'autre part, le deuxième filtre que nous proposons est à fréquence reconfigurable. Il est composé d'un résonateur bimode en forme de méandre et l'ajustement de sa fréquence d'opération est obtenu par quatre diodes varactors chargées sur le résonateur. Afin de perturber les deux modes résonants dégénérés, tout en contrôlant et en gardant constante la largeur de la bande passante du filtre, nous avons utilisé la combinaison d'une mince ligne microruban résonante, à laquelle est connectée une diode varactor, et une petite ligne microruban carrée représentant la perturbation d'un filtre bimode dans le cas conventionnel. Le prototype du filtre est réalisé sur un substrat d'alumine et ses pertes d'insertions mesurées varient de 3.5 dB à 7 dB sur toute la plage de variation de la fréquence d'opération correspondant à différentes tensions de polarisation des diodes varactors. Grâce à la nouvelle technique de perturbation des deux modes, le filtre présente une largeur de bande fractionnelle constante à 3 dB de 5.75%. Il présente une accordabilité fréquentielle de 20%, soit de 1.9 à 2.45 GHz.

L'amplificateur faible bruit (LNA) fait partie des composantes importantes rencontrées dans un récepteur RF. En effet, il permet d'accroître la sensibilité du récepteur en amplifiant le signal reçu avec le minimum de bruit possible. Nous proposons dans le troisième chapitre de cette thèse un amplificateur faible bruit bibande peu couteux qui a la capacité d'opérer simultanément aux

fréquences de 2.45 et 5.2 GHz, correspondant aux fréquences standard de WLAN IEEE802.11b/g/a. L'amélioration du gain du LNA est possible en cascade en série deux amplificateurs. Il est réalisé sur un circuit imprimé avec les composantes discrètes montées en surface. Les deux bandes de fréquences d'opération du LNA sont obtenues à partir d'une ligne microruban résonante SIR d'un quart de longueur. Il fonctionne sous une tension d'alimentation de 1.5 volt, et exhibe des gains de 22 et 12 dB et des figures de bruit de 1.5 et 1.6 dB aux fréquences de conception de 2.45 et 5.2 GHz. Il génère une consommation de puissance de 7.5 mW, ce qui correspond à une consommation de courant de 5 mA pour une tension d'alimentation de 1.5 volt.

Finalement, nous proposons et validons expérimentalement un récepteur numérique à conversion direct bibande et reconfigurable pour des applications systèmes radio cognitive définie par logiciel. Deux types d'architectures de récepteurs accordables sont présentées et analysées dans cette thèse; une des structures est composée d'un filtre passe bande contrôlable, tandis que le deuxième système est basé sur un démodulateur frontal six-port reconfigurable par des diodes varactors. Afin de démoduler les signaux modulés QPSK aux multiples fréquences d'opération à un haut taux de modulations de 40 Mégabits par seconde (Mbps), le récepteur est conçu en utilisant un détecteur de puissance large bande connecté à un comparateur haute vitesse. Un prototype fabriqué du démodulateur six-port reconfigurable et un banc de test de mesure complet sont réalisés afin d'obtenir expérimentalement les performances du récepteur en terme du taux d'erreur de bits (BER). En résumé, le système électroniquement contrôlable proposé est réalisé pour des fréquences d'opération multi-bande pour les réseaux cellulaires GSM (1900 MHz), et pour les applications aux standards IEEE802.11 a/b/g (2.4 et 5.8 GHz).

ABSTRACT

The research work in this thesis concerned with the design and realization of radio frequency (RF) and microwave components, and a complete receiver system, with multiple functionality such as multi-bands and reconfigurable operation frequencies bands based on standard silicon or ferroelectric (BST – barium strontium-titanate) varactors.

In the first part of this thesis, a simple and fast measurement technique is developed to extract BST loss tangent and dielectric constant through an interdigital BST capacitor. Also, the electrical model obtained for the BST capacitor presents features of resistive loss variation and capacitance tunability.

Thin-film BST-based and conventional silicon varactor-based tunable dual-band quadrature hybrid couplers are characterized and compared in this thesis. Both structures are composed of four quarter-wavelength sections at a frequency located between the two operating frequencies and with two pairs of open-ended stubs. Frequency tuning makes use of both BST interdigital and silicon varactor diode capacitors connected at the open-ended stubs. The characterized BST interdigital capacitor (IDC) presents a capacitive-tunability of 52% through an applied voltage of 0 to 25 volt, while 82.5% is achieved for the selected commercial silicon varactor diode. The silicon varactor-tuned dual-band coupler exhibits 45.9 % and 5.2 % tuning range of center frequency for the first and the second band, respectively, while 29.2 % and 4.3 % are achieved for the BST tunable coupler. With two-tone non-linear characterization test, the BST tunable

coupler biased at 0 and 25 volt presents an IIP3 of +25.45 and +35 dBm, respectively, while +11.5 and +34 dBm are obtained for the silicon varactor tunable coupler.

A dual-mode dual-bandpass filter for the U-NII bands is proposed and demonstrated. Its effective size reduction is achieved by using a multilayer configuration. The first and the third layers incorporate microstrip dual-mode bandpass filters with operating center-frequencies of $f_1 = 5.2$ GHz and $f_2 = 5.8$ GHz respectively. The second layer is used as a common ground plane for both filters, which also serves as a decoupling interface. Capacitive coupling transition is used to connect both filters to I/O coplanar waveguide (CPW) ports. Single and dual-band passband filter prototypes are designed, fabricated and measured in this work, thus validating the design principle. Designed topologies of single passband filters with center frequencies of 5.2 and 5.8 GHz exhibit an out-of-band rejection better than 40 dB with a 3 dB bandwidth of 5.8 % and 6%, respectively. The proposed multilayer dual-passband response with center frequencies of 5.2 and 5.8 GHz provide band-to-band isolation better than 30 dB. Measured insertion losses are lower than 2.76 dB, with 3 dB bandwidth narrower than 5%.

A tunable dual-mode microstrip bandpass filter for mobile GSM and ISM bands (2 GHz to 2.45 GHz) is proposed and characterized. The structure is composed of a meander loop dual-mode resonator and four loading capacitances. Perturbation of the degenerate modes is achieved by the combination of a small square patch and an additional meander line resonator. Frequency tuning is made possible by modifying the electrical length of orthogonal quarter-wavelength meander arms with four varactor-diode capacitors. The measured insertion loss of a filter prototype realized on alumina substrate is between 3.5 dB to 7 dB over the tuning frequency range, with a

constant 3-dB bandwidth of about 5.75%. The filter exhibits a center-frequency tunability of 20%.

A low-cost dual-band low-noise amplifier (LNA) is proposed and demonstrated for its use in WLAN IEEE802.11b/g/a standards. A sufficient dual-band gain is achieved on the basis of cascaded two single-stage amplifiers. The proposed LNA is realized in our standard Print Circuit Board (PCB) surface-mount technology with discrete components. Dual-band operating frequency ranges of the LNA are designed and obtained by using a quarter-wavelength microstrip line Step-Impedance Resonator ($\lambda/4$ SIR). The proposed LNA is biased with a supply voltage of 1.5 V. It exhibits 22 and 12 dB gain with noise figure of 1.5 and 1.6 dB at the pre-designated center-operation frequencies of 2.45 and 5.2 GHz, respectively. The LNA presents 7.5 mW (5 mA under 1.5V) power consumption at both frequency bands.

A frequency-agile dual-band direct conversion receiver is proposed and experimentally validated for cognitive radio system applications. Two types of tunable receiver architectures are presented and analyzed in this work; one structure relying on a tunable bandpass filter, and a second system based on a varactor –based tunable six-port demodulator, with the latter showing better sensitivity and dynamic range. In order to demodulate phase-shift-keying (PSK) modulated signals at multiple operating frequencies at a high bit rate of 40 Mbps, the receiver is designed using a wideband power detector in connection with a high-speed quad comparator. An experimental prototype and a complete measurement test bench have been realized in order to obtain bit error rate (BER) performances of the receiver in a more realistic application

environment. In summary, the proposed electronically tunable system allows for an operation in multi-band frequency ranges including GSM cellular networks (1900 MHz), and IEEE802.11 a/b/g applications (2.4 and 5.8 GHz).

TABLE DE MATIÈRES

DÉDICACE.....	iii
REMERCIEMENTS	iv
RÉSUMÉ.....	vi
ABSTRACT	x
LISTE DES TABLEAUX.....	xvii
LISTE DES FIGURES.....	xviii
LISTE DES SIGLES ET DES ABREVIATIONS.....	xxvi
INTRODUCTION.....	1
CHAPITRE 1 CARACTERISATION DES CAPACITÉS BST.....	8
1.1 Introduction	8
1.2 Historique des ferroélectriques et fonctionnalité du BST	9
1.3 Conception des capacités varactors BST interdigitale	11
1.3.1 Procédé de fabrication.....	11
1.3.2 Extraction des paramètres physiques et électriques du BST et des varactors.....	15
CHAPITRE 2 COUPLEUR MULTI-BANDE RECONFIGURABLE.....	24
2.1 Introduction	24
2.2 Méthode d'analyse et de conception	25
2.3 Implémentations des prototypes et résultats expérimentaux.....	37

CHAPITRE 3	FILTRE MULTI-BANDE ET RECONFIGURABLE	57
3.1	Introduction	57
3.2	Filtre bimode multi-bande multicouche	58
3.2.1	Filtres bimodes très sélectifs	58
3.2.2	Intégration multicouches des filtres bimode	70
3.3	Filtre bimode accordable	75
3.3.1	Méthodologie d'analyse et de conception	75
3.3.2	Implémentation du prototype et résultats expérimentaux du filtre passe bande contrôlable.....	84
CHAPITRE 4	AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE FAIBLE BRUIT MULTI-BANDE....	89
4.1	Introduction	89
4.2	Concept de résonateur à saut d'impédance (SIR)	90
4.3	Conception de réseaux d'adaptations et l'amplificateur multi-bande	93
4.4	Amplificateur deux étapes multi-bande, prototypage et résultats expérimentaux	101
CHAPITRE 5	RECEPTEUR RF MULTI-BANDE RECONFIGURABLE	108
5.1	Introduction	108
5.2	Jonction six-port multi-bande reconfigurable	108
5.2.1	Le coupleur hybride quadrature multi-bande reconfigurable	113
5.2.2	Diviseur de puissance RF Wilkinson multi-bande.....	114
5.3	Simulation de la jonction six-port reconfigurable.....	116

5.4	Jonction six-port reconfigurable incluant les détecteurs de puissances : Prototype et résultats expérimentaux.....	124
5.5	Récepteurs conversion directe reconfigurable à base d'un filtre passe bande versus un démodulateur six-port	129
5.5.1	Rappel sur la modulation M-PSK.....	129
5.5.2	Architectures et simulation des systèmes	132
5.6	Récepteur à conversion direct basé sur le module six-port bibande accordable : Banc d'essai et résultats expérimentaux.....	141
	CONCLUSIONS ET TRAVAUX FUTURS	150
	RÉFÉRENCES.....	155
	LISTES DES PUBLICATIONS	164
	ANNEXE: 1 Matrices de transmission et transformations	167
	ANNEXE 2 : Setup de test de mesure de la linéarité.....	170

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1 : Comparaison des performances entre les technologies.....	9
Tableau 2.1 Paramètres de conception du coupleur multi-bande de la Figure 2.3	36
Tableau 2.2 Paramètres de conception du coupleur multi-bande contrôlable de la Figure 2.7.....	36
Tableau 2.3 : valeurs des paramètres du modèle SPICE caractérisant la varactor MSV34,075	44
Tableau 2.4 : Paramètres d'entrées et de sorties du test de non-linéarité des coupleurs multi- bandes contrôlables	55
Tableau 4.1 : Valeurs typiques des paramètres d'un LNA pour des applications sans fil.....	93
Tableau 4.2 : Résumé et comparaison des performances des amplificateurs	107

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 : Cristal de type pérovskite de forme générale ABO_3	11
Figure 1.2 : Structure de la capacité interdigitale BST avec une entrée CPW.....	12
Figure 1.3 : Photographie d'une gaufre d'alumine constituée de multiples capacités IDC.....	13
Figure 1.4: Setup de mesure pour la caractérisation des varactors BST.....	14
Figure 1.5: Extraction de la constante diélectrique ϵ_{r2} du BST en fonction de la fréquence, pour différentes capacités BST polarisées à 0 et 25 V	20
Figure 1.6 : Extraction de la perte tangentielle $\tan\delta_2$ du BST en fonction de la fréquence, pour différentes capacités BST polarisées à 0 et 25 V	20
Figure 1.7 : Modèle circuit équivalent de la capacité IDC BST	21
Figure 1.8 : Extraction à la fréquence de 1GHz de la capacitance et la résistance C_p et R_p pour différents capacités IDC, avec $R_s=1\ \Omega$, et (∇) $L_s=0.0125\ \text{nH}$, (\square) $0.01\ \text{nH}$, (\circ) $0.0075\ \text{nH}$	23
Figure 1.9 : Accordabilité capacitive des IDC BST en fonction de la tension de polarisation.....	23
Figure 2.1: Topologie d'un coupleur hybride quadrature conventionnel.....	25
Figure 2.2: Une Ligne de transmission $\lambda/4$ et un modèle équivalent.....	26
Figure 2.3 : Topologie du coupleur hybride quadrature multi-bande statiques	29
Figure 2.4: Impédances caractéristiques des sections de lignes du coupleur multi-bande en fonction de f_1/f_2	31
Figure 2.5 : Ligne de transmission ouverte et circuit équivalent	32
Figure 2.6 : Variation de la longueur l_{3m} en fonction de $f_0=(f_1+f_2)/2$, pour différents C_{var} et impédances caractéristiques Z_{3m}	33

Figure 2.7 : Topologie du coupleur hybride quadrature multi-bande contrôlables.....	35
Figure 2.8 : Coefficients S_{11} (ligne solide) et S_{41} (ligne pointillée) des coupleurs multi-bande statique (couleur rouge) et contrôlables (couleur noire) pour $C_{var}= 0.6, 1$ et 2 pF.....	38
Figure 2.9 : Coefficients S_{21} (ligne solide), S_{31} (ligne pointillée) et différence de phase ($S_{21}-S_{31}$) des coupleurs multi-bande statique (couleur rouge) et contrôlables (couleur noire) pour $C_{var}= 0.6, 1$ et 2 pF	39
Figure 2.10 : Schéma de principe d'une diode à jonction pn	41
Figure 2.11 : Schéma d'une diode pn réalisée sur un circuit intégré. Le substrat est de type n . Les contacts métalliques sont en alumine et la couche de SiO_2 sert d'isolant électrique ..	41
Figure 2.12 : Symbole électrique d'une diode à jonction pn	41
Figure 2.13 : Jonction pn de la diode polarisée inverse	42
Figure 2.14 : Photographie de la varactor semiconducteur MSV34,075 et du kit de calibration TRL	42
Figure 2.15 : Modèle circuit équivalent SPICE issue de la caractérisation de la varactor MSV34,075	43
Figure 2.16 : Partie réelle et imaginaire de la capacitance mesurée de la varactor semiconducteur MSV34,075 à différentes tensions de polarisation V_b	45
Figure 2.17 : Photographie des coupleurs hybrides accordables avec les varactors semiconducteur (dessus) et varactors BST (dessous).....	47
Figure 2.18 : Paramètres S_{11} (dessus) et S_{41} (dessous) mesurés du coupleur hybride accordable avec des varactors semiconducteur	49
Figure 2.19 : Paramètres S_{11} (dessus) et S_{41} (dessous) mesurés du coupleur hybride accordable avec des varactors BST	50

Figure 2.20 : Paramètres S_{21} et S_{31} mesurés aux bandes de fréquences inférieur (dessus) et supérieur (dessous) du coupleur hybride accordable avec des varactors semiconducteur	51
Figure 2.21 : Paramètres S_{21} et S_{31} mesurés aux bandes de fréquences inférieur (dessus) et supérieur (dessous) du coupleur hybride accordable avec des varactors BST	52
Figure 2.22 : Différence de phase (S_{21} - S_{31}) mesurée aux bandes de fréquences inférieur (dessus) et supérieur (dessous) du coupleur hybride accordable avec des varactors semiconducteur	53
Figure 2.23 : Différence de phase (S_{21} - S_{31}) mesurée aux bandes de fréquences inférieur (dessus) et supérieur (dessous) du coupleur hybride accordable avec des varactors BST	54
Figure 2.24 : Variation du IIP3 des deux coupleurs hybrides multi-bande contrôlables en fonction de la tension de polarisation des varactors	56
Figure 3.1 : Résonateur microruban (vue du dessus à gauche) et un modèle équivalent en forme de cavité résonante à droite	61
Figure 3.2 : Filtre bimode conventionnel deux pôles (dessus), et modèle circuit équivalent (dessous)	62
Figure 3.3 : Perte d'insertion S_{21} (dB) simulé du filtre deux pôles, et coefficient de couplage entre les modes TM_{100} et TM_{010} en fonction de la perturbation p	63
Figure 3.4 : Filtre bimodes quatre pôles quasi-elliptiques (dessus) et modèle circuit équivalent (dessous)	65
Figure 3.5 : Réponse fréquentielle S_{21} (dB) obtenue par simulation EM du filtre bimodes d'ordre deux et d'ordre quatre pour différentes valeurs de l_7	67

Figure 3.6 : Prototypes des filtres passe bande bimode d'ordre quatre aux fréquences centrale de 5.2 GHz (gauche) et à 5.8 GHz (droite), ainsi que les paramètres S_{11} (dB), S_{21} (dB) simulés et mesurés	69
Figure 3.7 : Architecture du filtre multi-bande multicouche proposé et la transition surface à surface d'une ligne de transmission CPW à une ligne microruban.....	71
Figure 3.8 Performances simulées de la transition CPW à microruban à l'aide du logiciel HFSS72	
Figure 3.9 : Prototype du filtre bimode multi-bande ainsi que les paramètres S_{11} (dB), S_{21} (dB) simulés et mesurés	73
Figure 3.10 : Prototype du filtre bimode multi-bande multicouche ainsi que les paramètres S_{11} (dB), S_{21} (dB) simulés et mesurés.....	74
Figure 3.11 : Topologie du filtre passe bande bimode standard (gauche) et reconfigurable proposé (droite).....	76
Figure 3.12 : Résonateur ligne de transmission chargée par des capacités.....	77
Figure 3.13 : Perte d'insertion S_{21} (dB) simulée du filtre deux pôles contrôlable, et coefficient de couplage M_{12} entre les modes TM_{100} et TM_{010} en fonction de la capacitance de charge C_{varp}	81
Figure 3.14 : Perte d'insertion S_{21} (dB) et adaptation (S_{11}) des filtres bimodes conventionnels et reconfigurables	82
Figure 3.15 : Perte d'insertion S_{21} (dB) et adaptation (S_{11}) simulées du filtre deux pôles contrôlable en fonction de la résistance série R_s	83
Figure 3.16: Perte d'insertion S_{21} (dB) simulée du filtre deux pôles contrôlable en fonction des capacitances C_{var} et C_{varp}	83
Figure 3.17 : Prototype du filtre bimodes reconfigurable par des diodes varactors.....	85

Figure 3.18 : Perte d'insertion S_{21} (dB) et adaptation (S_{11}) simulées et mesurées du filtre deux pôles contrôlable, pour différentes capacitances C_{var} et de tensions de polarisation V_{bias} ..	86
Figure 3.19 : Caractéristique simulée P_{out} vs P_{in} et mesure de l'IIP3 du filtre passe bande reconfigurable.....	88
Figure 4.1 : Topologie d'un résonateur microruban d'une demi-longueur d'onde ($\lambda_g/2$) (gauche), et son modèle ligne de transmission (droite).....	90
Figure 4.2 : Calcul des longueurs électriques des sections de lignes de transmissions de la Figure 4.1, et le rapport de fréquence (f_1/f_0) en fonction du ratio d'impédance $K=Z_1/Z_2$	93
Figure 4.3 : Configuration émetteur-commun et caractéristiques de transfert DC du transistor RF <i>nnp</i> SiGe BJT BFP640	96
Figure 4.4 : Topologie du circuit de polarisation du transistor SiGe BJT avec rétroaction parallèle collecteur-base.....	97
Figure 4.5 : Topologie de LNA avec le circuit de stabilité du transistor BFP640	99
Figure 4.6 : Cercles de gain et de figure de bruit constant à 2 GHz de l'architecture de la Figure 4.5, et procédure de réalisation des circuits d'adaptation.....	100
Figure 4.7 : Description schématique du LNA multi-bande un étage.....	101
Figure 4.8 : Performances simulées du LNA de la Figure 4.7 pour des valeurs de $\theta_1 = \theta_2 = 54^\circ$, $Z_2 = 48 \Omega$ (dessus), et $\theta = \theta_1 = \theta_2$, $Z_1 = 85 \Omega$, et $Z_2 = 48 \Omega$ (dessous).	102
Figure 4.9 : Prototype fabriqué du LNA deux étages multi-bande	105
Figure 4.10 : Performances simulées et mesurées du gain, de l'adaptation, de l'isolation (dessus), et de la figure de bruit (dessous) du LNA multi-bande	106
Figure 5.1 : Architecture d'une jonction six-port conventionnelle	110
Figure 5.2 : Topologie du diviseur de puissance RF Wilkinson multi-bande.....	115

Figure 5.3 : Performances simulées de l'adaptation (S_{11} , S_{22} , S_{33}), de la perte d'insertion (S_{21} , S_{31}) et de l'isolation (S_{23} , S_{32}).....	115
Figure 5.4 : Configuration microruban de la jonction six-port multi-bande reconfigurable.....	117
Figure 5.5 : Adaptations et isolations (S_{66} , S_{55} , S_{56}) aux ports d'entrées RF (6) et LO (5)	118
Figure 5.6 : Adaptations (S_{11} , S_{22} , S_{33} , S_{44}) aux ports de sorties.....	119
Figure 5.7 : Pertes d'insertions (S_{61} , S_{62} , S_{63} , S_{64}) entre le port d'entrée RF (6) et les sorties 1, 2, 3, et 4	120
Figure 5.8 : Pertes d'insertions (S_{51} , S_{52} , S_{53} , S_{54}) entre le port d'entrée LO (5) et les sorties 1, 2, 3, et 4	121
Figure 5.9 : Phases (S_{61} , S_{62} , S_{63} , S_{64}) entre le port d'entrée RF (6) et les sorties 1, 2, 3, et 4.....	122
Figure 5.10 : Phases (S_{51} , S_{52} , S_{53} , S_{54}) entre le port d'entrée LO (5) et les sorties 1, 2, 3, et 4 ..	123
Figure 5.11 : Réponse logarithmique de la caractéristique V_{out} vs P_{in} représentant le modèle du détecteur de puissance RF AD8318	126
Figure 5.12 : Les tensions DC de sortie par rapport au déphasage	127
Figure 5.13 : Prototypage de la jonction six-port frontal multi-bande reconfigurable incluant les détecteurs de puissance.....	127
Figure 5.14 : Magnitudes mesurées S_{66} (dessus) et S_{65} (dessous) pour des tensions de polarisation $V_{bias} = 0, 5$ et 25 volt.....	128
Figure 5.15 : Diagramme de constellation pour une modulation numérique QPSK avec code Gray binaire.....	130
Figure 5.16 : Diagramme bloc du récepteur à conversion direct accordable basé sur un filtre passe bande accordable (dessus), et une jonction six-port accordable (dessous)	133

Figure 5.17 : Schématique ADS du récepteur conversion directe accordable, incluant le modèle EM de la jonction six-port frontal, les diodes varactor et le modèle non linéaire du détecteur de puissance RF	137
Figure 5.18 : BER simulés des récepteurs accordables proposés basé sur un filtre passe bande (ligne en pointillée) et un six-port frontal accordable (ligne pleine).....	138
Figure 5.19 : BER simulés sur une plage de niveau de puissance (P_{RFin}) au port d'entrée du LNA, avec différente fréquences centrale d'opération f_{op} = 1.9, 2.4 et 5.8 GHz	140
Figure 5.20 : BER simulés en fonction de la fréquence f_s d'un signal modulé QPSK reçu, avec différente fréquences centrale d'opération f_{op} = 1.9, 2.4 et 5.8 GHz.....	141
Figure 5.21 : Diagramme bloc du banc de test de mesure du récepteur six-port reconfigurable.	142
Figure 5.22 : Photographie du banc de test de mesure du récepteur six-port reconfigurable	144
Figure 5.23 : Séquences de signaux I/Q mesurées par rapport au temps (dessus coin gauche), et constellations du signal QPSK démodulé sans bruit ajouté aux fréquences d'opération de 1.9 GHz (dessus coin droit), 2.45 GHz (dessous coin gauche) et 5.8 GHz (dessous coin droit)	146
Figure 5.24 : Constellations du signal QPSK démodulé mesurées avec E_b/N_0 de 18 dB (dessus, milieu et dessous coin gauche) et 5 dB (dessus, milieu et dessous coin droit), aux fréquences d'opération de 1.9 GHz (dessus, coin gauche et droit), 2.45 GHz (milieu, coin gauche et droit), et 5.8 GHz (dessous, coin gauche et droit).....	147
Figure 5.25 : BER mesurés en fonction de E_b/N_0 du récepteur six-port reconfigurable à différentes fréquences centrales d'opération f_{op} = 1.9 GHz (V_{bias} = 5 volt), 2.4 GHz (V_{bias} = 15 volt), et 5.8 GHz (V_{bias} = 0 volt).....	148

Figure 5.26 : BER mesurés en fonction de la fréquence f_s d'un signal QPSK reçu sans bruit ajouté du récepteur six-port reconfigurable à différentes fréquences centrales d'opération $f_{op}= 1.9$ GHz ($V_{bias}= 5$ volt), 2.4 GHz ($V_{bias}= 15$ volt), et 5.8 GHz ($V_{bias}= 0$ volt)..... 149

LISTE DES SIGLES ET DES ABREVIATIONS

ADS	Advanced Design System
BER	Bit Error Rate
BST	Barium Strontium Titanate
CPW	Coplanar Waveguide
GSM	Global System Mobile
HTS	High-Temperature Superconductor
IDC	Interdigital capacitor
IIP3	Input Third order Intercept Point
ISM	Industrial Scientific Medical
LTCC	Low-Temperature Cofired Ceramics
LNA	Low Noise Amplifier
MEMS	Systèmes Micro-Électromécanique
MHMIC	Monolithic Hybrid Microwave Integrated Circuit
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit
OSL	Open Short Load
PCB	Print Circuit Board
PLD	Pulse Laser Deposition
PSK	Phase Shift Keying
SIR	Step Impedance Resonator
SOLT	Short open Load Thru

U-NII	Unlicensed National Information Infrastructure
WIMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network

INTRODUCTION

À l'heure actuelle, l'une des difficultés majeures rencontrées par l'industrie des communications sans-fil à trait aux interférences existant entre différentes puces radios et systèmes émetteur/récepteur de communications sans-fil. À titre d'exemple, nous pouvons citer les téléphones et ordinateurs portables. En effet, de nos jours les plateformes modernes de systèmes de communication sont conçues et équipées avec de plus en plus de puces radios émetteur/récepteur opérant en parallèle. À cause de leur fonctionnement simultané, ces puces radios ou systèmes sont ainsi hautement susceptibles de générer des signaux d'interférence mutuelle s'ils opèrent à des distances assez rapprochées et dans une bande de fréquence commune.

De plus, les spectres de fréquences sans fil disponibles sont largement occupés par ces différents systèmes, spécifiquement autour de la bande de fréquence de 1.9 GHz/2.4 GHz où les téléphones et ordinateurs portables peuvent être utilisés. Conséquemment, les prochaines générations des systèmes de communication sans fil se trouveront face à un problème d'allocation de bandes de fréquences qui serait dû à la congestion du spectre déjà existant. En effet, à l'heure actuelle certaines bandes de fréquences nécessitant ou non des licences d'utilisation sont congestionnées tandis que d'autres restent sans utilisation pendant une période de temps, ce qui crée un véritable problème d'efficacité d'utilisation de spectre. Nous présentons à la figure 0.1 un scénario d'interférence de signaux entre réseaux coexistant de téléphone cellulaire sans-fil standard et d'ordinateur portable, qui tous les deux opèrent à des fréquences avoisinants 2.4 GHz.

Outre les problèmes d'interférences et d'allocation de spectre, les systèmes émetteur/récepteur multistandards utilisés de nos jours sont très demandant en termes d'architectures et de performances. On pourrait par conséquent énumérer bon nombre de composantes exigeantes en termes de coûts de fabrication et de consommation de puissance. Deux types d'architectures récepteurs RF sont généralement citées, soit l'architecture dit superhétérodyne et celle dit conversion directe. Commercialement parlant, le récepteur superhétérodyne est le plus utilisé à cause de ces meilleures performances. Néanmoins de nombreuses recherches sont axées sur le récepteur conversion directe, encore nommé sous le nom de récepteur à conversion direct, à cause de sa simple architecture et sont faible coût de fabrication éventuelle.

Pour toutes les raisons énumérées précédemment, d'intenses activités de recherche sont

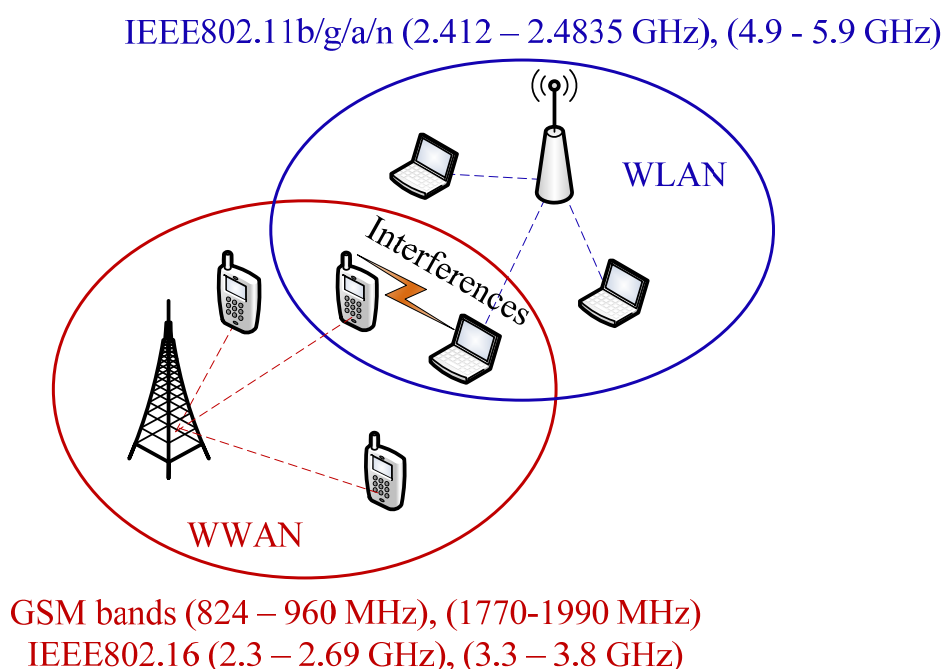


Figure 0.1 : Un réseau de communication radios avec scénario d'interférence

menées de nos jours dans le but de développer des systèmes radios cognitives définies par logiciel intelligent, où la partie frontal RF et la partie bande de base sont basées sur des composantes multi-bande à fréquences agiles. À titre explicatif, nous présentons à la figure 0.2 les architectures de deux récepteurs conversion directe, l'architecture conventionnelle multistandard étant composée de plusieurs puces opérant chacune à des bandes de fréquences statiques, tandis que l'autre, reconfigurable, est munie d'une seule puce dans laquelle sont intégrées des composantes multi-bande et reconfigurables (filtres, LNA et démodulateur).

Plusieurs travaux ont déjà été réalisés dans la conception de récepteurs RF qui peuvent opérer dans une large plage de fréquences. À titre d'exemple, nous pouvons citer les travaux effectués par (LI and al, 1995), (TATU and al, 2005), (CARTA and al, 2005), et (CHANG and al, 2005) dans la conception de récepteurs à conversion directe à large bande statique, et de récepteurs à fréquence intermédiaire (IF) multi-bande. Depuis plusieurs années déjà, notre centre de recherche POLYGRAMES fait figure d'expert dans le domaine de la conception de récepteurs à conversion directe basés sur la technologie six-port. Nous pouvons citer à titre d'exemple les travaux réalisés par (LI and al, 1995) et (TATU and al, 2005), ainsi que plusieurs autres travaux déjà publiés. Cette technologie est essentiellement basée sur la combinaison d'un circuit passif composé de six ports et de détecteurs de puissances qui permettent de démoduler en bande de base les signaux RF numériques reçus. La simplicité de son architecture aussi bien que le faible niveau de puissance du signal LO requis sont quelques uns des avantages majeurs que procure la technologie six-port.

Les travaux de recherche effectués dans le cadre de cette thèse porteront donc sur la conception et la réalisation de composantes et d'un système récepteur conversion directe RF multi-bande et reconfigurable tel qu'illustre les architectures de la figure 02. Les composantes

que nous aurons à réaliser sont des filtres passe bandes multi-bande et reconfigurables, un amplificateur

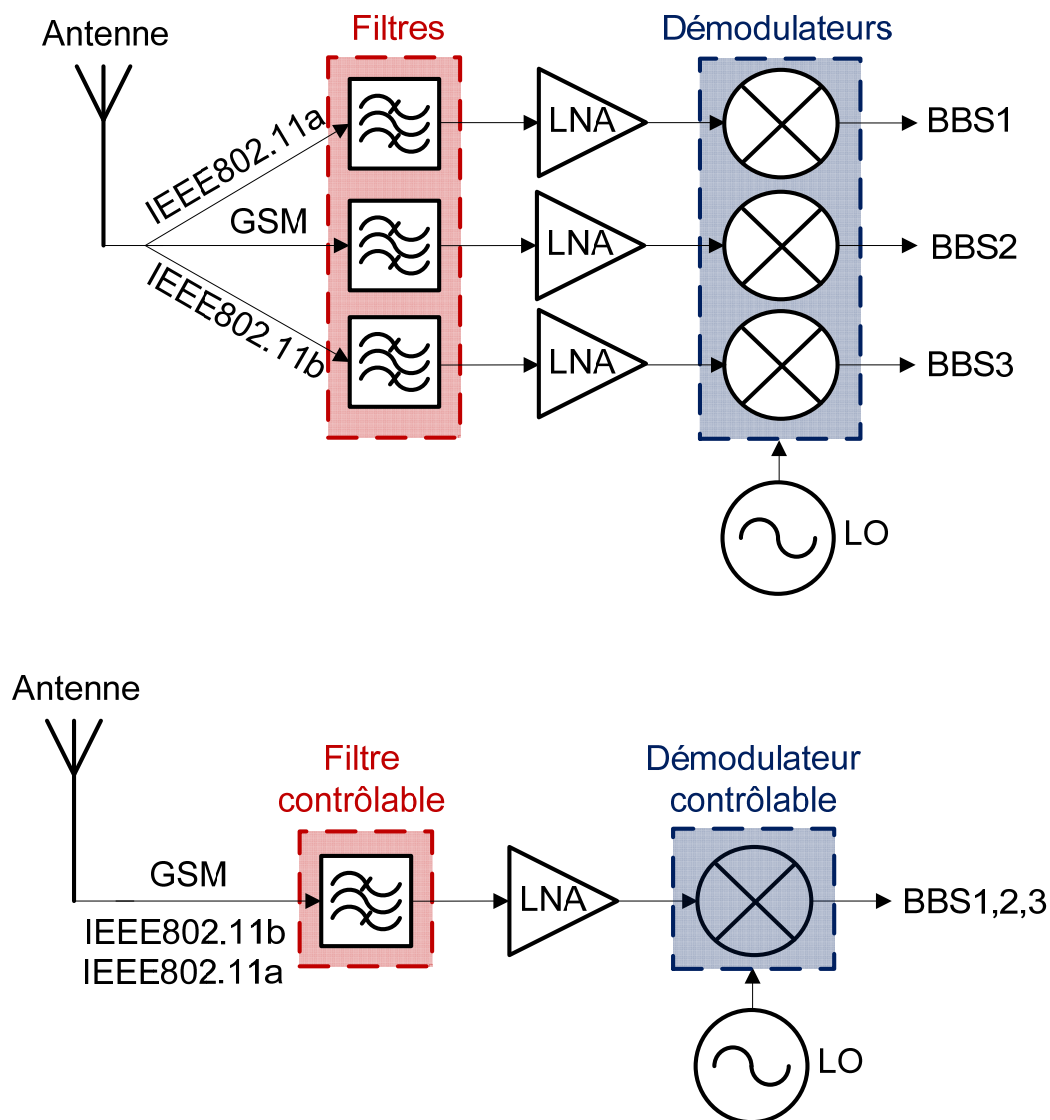


Figure 0.2 : Architectures de récepteurs conversion directe : multistandard (dessus), et reconfigurable (dessous)

faible bruit multi-bande et des coupleurs hybrides multi-bande reconfigurables qui feront partie intégrante du démodulateur six-port frontal reconfigurable.

Dans le premier chapitre, nous présentons un bref rappel du principe de fonctionnement et des avantages des matériaux ferroélectriques, plus précisément le BST. Ensuite, nous concevrons des capacités interdigitales (IDC) à capacitances accordables, faites d'une mince couche de BST, dans le but de les intégrer aux composantes RF tel que mentionnés précédemment. Nous utiliserons par la suite des équations mathématiques simples pour extraire les paramètres électriques de la mince couche de BST, soit sa constante diélectrique et sa perte tangentielle aux fréquences RF et microondes, à partir des paramètres S mesurés des capacités IDC. Un modèle électrique de la capacitance IDC BST, que nous utiliserons lors de la conception des composantes accordables, sera également présenté.

Dans le deuxième chapitre, nous réaliserons et investiguerons deux types de coupleurs hybrides quadrature reconfigurables, l'un à partir de diodes varactors semi-conducteur standard et l'autre avec des capacitances BST. Nous comparerons les deux coupleurs en termes du pourcentage d'accordabilité fréquentielle et de la distorsion non-linéaire (IIP3). Ainsi, nous mettrons en évidence les avantages et inconvénients entre les diodes varactors semi-conducteur et celles dotées de matériaux ferroélectriques (BST). Le logiciel commercial ADS sera utilisé pour la conception des coupleurs.

Dans le troisième chapitre, nous présenterons la conception de deux types de filtres passe bande bimode. Afin de minimiser sa taille, nous allons utiliser la technologie multicouche pour réaliser

le premier filtre qui fonctionne aux deux bandes de fréquences très rapprochées du standard U-NII (5.2 et 5.8 GHz). Afin d'optimiser la taille et de minimiser les complications liées à la fabrication du premier filtre, le deuxième filtre que nous proposons a la capacité d'accorder électroniquement sa fréquence centrale d'opération à partir des capacitances diodes varactors. Ce dernier filtre est conçu pour fonctionner aux fréquences GSM et ISM, soit de 1.9 à 2.45 GHz. Comme dans le cas de coupleurs hybrides, nous concevrons les filtres par simulation et Cosimulation électromagnétique à l'aide du logiciel ADS.

Dans le quatrième chapitre, nous aborderons la conception et réalisation d'un amplificateur faible bruit (LNA) multi-bande en utilisant la technique du SIR. L'amplificateur proposé est conçu pour les applications ISM et WIMAX (2.4 et 5.2 GHz) et pour présenter une fréquence de réjection entre ces deux bandes de fréquences d'opération de manière à éliminer tous signaux RF non désirés. Les réseaux d'adaptation multi-bande du LNA sont constitués de la ligne microruban SIR, qui possède une fréquence de résonance fondamentale et des harmoniques correspondant à la première et deuxième bande de fréquences d'opération. Nous réaliserons l'ajustement de la fréquence fondamentale et de la seconde harmonique en variant la longueur électrique et les largeurs de la ligne du SIR.

Dans le cinquième chapitre, nous présenterons, analyserons et réaliserons deux types de systèmes récepteurs numériques à conversion directe multi-bande et reconfigurable. La première architecture sera composée d'un filtre passe bande accordable, tandis que la deuxième sera basée sur un démodulateur MPSK frontal six-port multi-bande variables. Nous analyserons et comparerons les taux d'erreurs de bits (BER), ainsi que la largeur de bande dynamique des

récepteurs proposés. Dans les deux cas, excepté les composantes accordables (filtre et démodulateur), les composantes fonctionnent à large bande de fréquence. Nous présenterons une analyse de simulation afin de comparer les deux systèmes récepteurs. Par la suite, nous réaliserons un montage complet du banc d'essai de mesures du récepteur composé de démodulateur six-port contrôlable de manière à effectuer des tests de performances. Finalement, nous mesurerons différents diagrammes de constellation de signaux numérique QPSK, ainsi que les BER du récepteur aux différentes fréquences d'opérations.

CHAPITRE 1 CARACTERISATION DES CAPACITÉS BST

1.1 Introduction

Nous commenterons et discuterons dans ce chapitre de la caractérisation et de la modélisation d'un d'éléments localisés accordables, en occurrence une capacitance varactor, ainsi que de son potentiel d'utilisation dans les composantes et circuits RF/microondes. De nos jours, divers nombres de technologies existent pour la réalisation des varactors. Nous pouvons citer entre autre les semi-conducteurs, les MEMS, les cristaux liquide, ainsi que les matériaux ferroélectriques. Parmi toutes ces technologies, les matériaux ferroélectriques, plus précisément le Baryum Strontium Titanate (BST), se distingue par ses propriétés attractives. Nous présentons au Tableau 1.1 quelques résultats de comparaison des paramètres entre les différentes technologies obtenus des travaux réalisés par (CHANG and al, 2003) , (KIRCHOEFER and al, 2003), et (WEIL and al, 2003). De plus, la haute constante diélectrique du BST est un paramètre important pour la miniaturisation des composantes RF, qui est très important pour les systèmes sans fil et mobiles. Dans la première section du chapitre, nous parlerons brièvement de l'historique et de la composition structurale du BST. Par la suite, nous décrirons la procédure de fabrications des capacitances varactors BST, suivi de sa caractérisation par extraction de ses paramètres électriques (perte tangentielle et constante diélectrique). Enfin nous compléterons ce chapitre par la modélisation et l'extraction des paramètres électrique des capacités BST (résistance équivalente série et capacitance).

Tableau 1.1 : Comparaison des performances entre les technologies

		Paramètres							
		Accordabilité	Pertes	Consomm. puissance.	Tension DC	Temps réponse	IIP3	Coûts	Fiabilité
Technologies	Semi-conducteur	haut	modéré	Élevé 100-300 mW	1-40 V	Modéré 1-5 μ s	Faible	Modéré à élevé	Bien
	MEMS	Faible à très élevé	Bien	Excellent <<1 μ W	10-100 V	Faible >5 μ s	Excellent	Modéré à très élevé	mauvaise
	BST	Modéré à élevé	Modéré à élevé	Excellent <<1 μ W	<30 V	Élevé <1 ns	Bon	Faible à modéré	excellent
	Cristaux liquide	modéré		Bien <<100 μ W	<30 V	Faible >10 ms		faible	Bien

1.2 Historique des ferroélectriques et fonctionnalité du BST

C'est en France, au début des années 1920, qu'a été découvert pour la première fois par (VALASEK, 1921) le phénomène de ferroélectricité sur les cristaux d'un matériau nommé sel de rochelle. La polarité des cristaux de ce dernier pouvant changer en présence d'un champ électrique. Depuis lors un vaste nombre de matériaux ferroélectriques ont été investigués et reportés dans le but de les utiliser dans les systèmes électriques et électroniques. Un des domaines d'application des matériaux ferroélectriques est la fabrication des composantes mémoires (KOHLSTEDT, and al, 2005). Nous pouvons mentionner la mémoire à accès aléatoire dynamique (DRAM), dont certains travaux ont été réalisés par (ITOH, and al, 1995) et (KOTECKI, and al, 1999). Les travaux effectués par (THOMPSON, and al., 2004) et (MUELLER and al 2005) présentent les ferroélectriques sous la forme de matériaux non-solides (les cristaux liquides). Les matériaux cristaux liquides ont fait leurs preuves dans la réalisation

des écrans d'affichage à cristaux liquide (LCD). Comme le démontre les travaux effectués par (MUELLER and al 2005) et (MARIN and al, 2007), ils ont aussi été utilisés pour réaliser dans les antennes et pour réaliser des déphaseurs. Néanmoins, malgré leur potentiel d'utilisation aux fréquences micro-ondes, leur temps de réponse reste élevé.

Comme nous l'avons illustré au Tableau 1.1, le BST est de nos jours le matériau par excellence le plus cité, pour la réalisation de futures générations de composantes RF/micro-ondes, grâce à plusieurs de ses propriétés attractives. Sa structure est constituée de Baryum (Ba) et de Titanate de Strontium ($SrTiO_3$), formant ainsi un mélange de cristal de forme générale $Ba_xSr_{(1-x)}TiO_3$. Le ratio x a un impact majeur sur les propriétés électriques du BST (perte tangentielle et constante diélectrique) puisqu'il détermine le point de transition entre la phase ferroélectrique et paraélectrique dans le cristal (LINES and al, 1977). Cet agencement de cristaux appartient à la structure de type Pérovskite, et sa géométrie est présentée à la Figure 1.1. C'est une structure de forme cubique, où A est un métal monovalent ou divalent et B est un métal tétra ou pentavalent. Les atomes A , dans ce cas le Baryum (Ba) ou le Strontium (Sr), sont localisés au coin du cube. L'atome B , communément le Titane Ti est localisé au centre du corps du cristal pendant que les atomes d'oxygènes O se trouvent sur le centre des faces du cristal. Notons que le matériau ferroélectrique peut présenter un des deux états de phases ferroélectriques ou paraélectrique, dépendamment de la température à laquelle il est soumis, soit inférieure ou supérieure à la température de Curie. Pour des applications aux composantes RF, le BST doit opérer dans la phase paraélectrique puisque le moment dipolaire des différentes mailles n'existe pas.

Lorsque le matériau BST est soumis à un champ électrique externe, l'ion de Titane situé au centre de la structure de la Figure 1.1 se déplace de sa position d'équilibre de bas en haut, causant

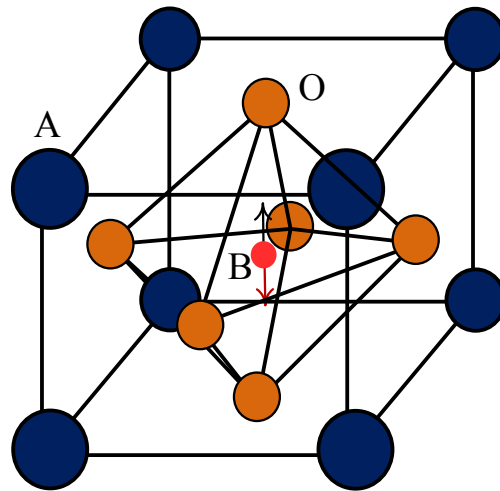


Figure 1.1 : Cristal de type pérovskite de forme générale ABO_3

ainsi une variation de la permittivité du matériau. En absence de champ électrique, l'ion de Titane reprend sa position initiale à cause de son état paraélectrique, d'où le phénomène d'accordabilité.

1.3 Conception des capacités varactors BST interdigitale

Dans cette sous section, nous présenterons le procédé de fabrication et la caractérisation des varactors BST que nous utiliserons dans la conception des composantes RF reconfigurables illustrées aux prochains chapitres de cette thèse.

1.3.1 Procédé de fabrication

Après conception, les capacités ont été fabriquées en collaboration avec à l'Institut National de Recherche Scientifique (INRS-EMT). Tout d'abord, de fines couches de $Ba_{0.5}Sr_{(1-0.5)}TiO_3$ (BST-0.5) polycristalline ont été synthétisées, déposées et ensuite cristallisées sur un substrat d'alumine (Al_2O_3) par la technique de dépôt PLD. Une couche de BST d'épaisseur $0.8 \mu m$ a ainsi été

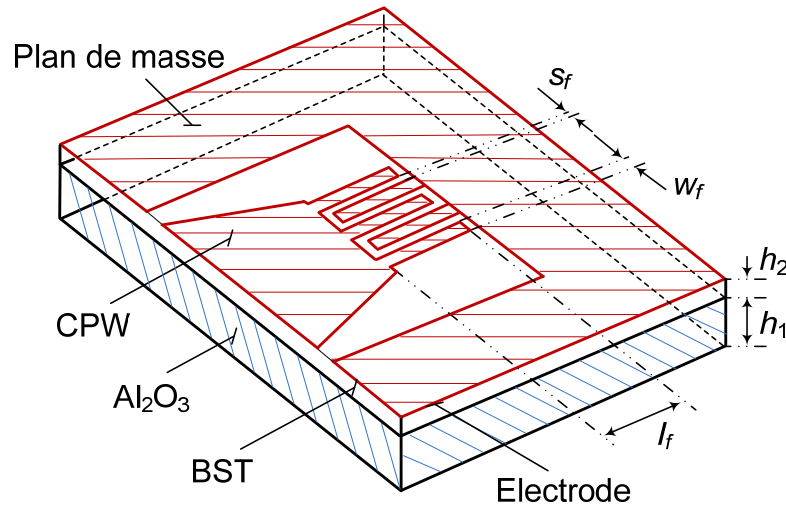


Figure 1.2 : Structure de la capacité interdigitale BST avec une entrée CPW

obtenue en bombardant une gaufre rotative d'alumine pure à 99.9%, de dimension 25.4 x 25.4 mm, par un faisceau de laser ultraviolet composé de krypton Fluoride (KrF). Par la suite, la gaufre constituée de BST a été cuite à une température de 500 degré Celsius et sous une pression à vide de 3×10^{-5} Torr, permettant ainsi d'obtenir une fine couche amorphe dense. La cristallisation a été effectuée dans une fournaise par un flux d'oxygène à une température de 1050 degrés Celsius pendant 3 heures. Les travaux réalisés par (DELPRAT and al, 2007), relatent et illustrent bien les résultats expérimentaux des paramètres du BST obtenu.

Après avoir préparé la gaufre d'alumine composée de BST, la prochaine étape est la réalisation des patrons des capacités IDC conçues. Pour ce faire, un procédé de fabrication lift-off est utilisé pour effectuer la gravure des patrons sur la mince couche de BST. La surface conductrice des capacités est composée d'un mélange de trois couches évaporées de Titane Ti ($\sim 50\text{nm}$), de cuivre ($\sim 1.9\text{nm}$), et d'or ($\sim 50\text{nm}$). Nous présentons à la Figure 1.2 la topologie de la capacité BST interdigitale. Comme illustré précédemment, elle représente un substrat d'alumine d'épaisseur $h_1 = 254\mu\text{m}$, sur lequel est déposé une mince couche de BST d'épaisseur $h_2 = 0.8\mu\text{m}$.

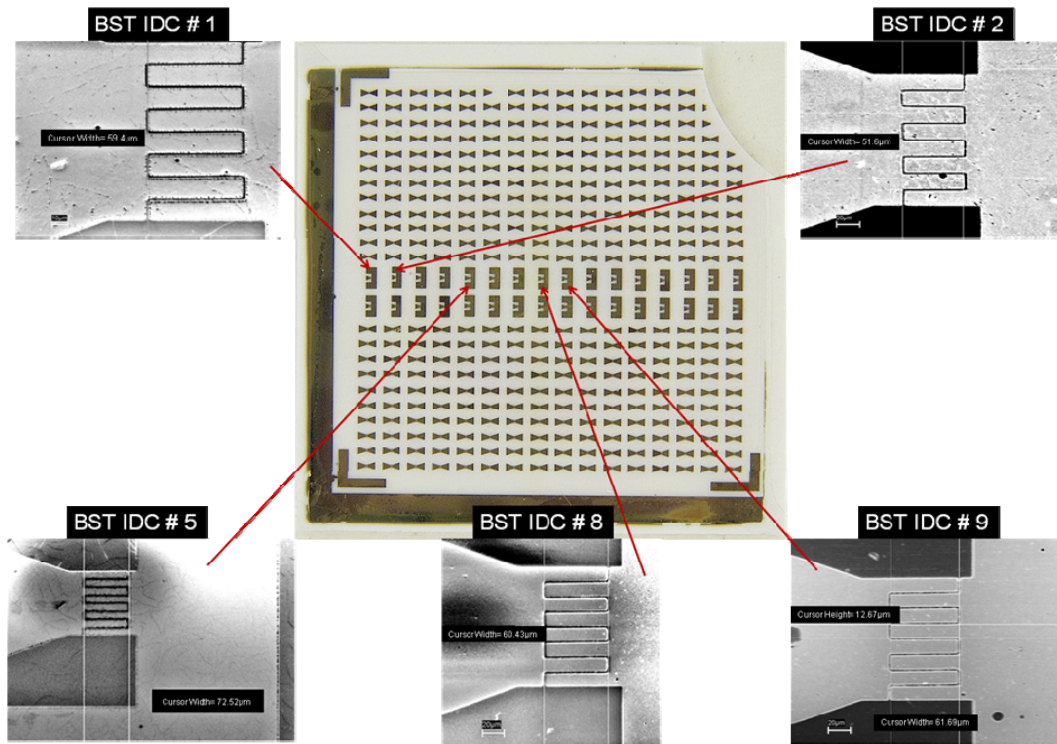


Figure 1.3 : Photographie d'une gaufre d'alumine constituée de multiples capacités IDC

La capacité IDC, obtenue par gravure de couche métallique de $2\ \mu\text{m}$, est composée de doigts interdigitaux et d'un port d'entrée en guide onde coplanaire (CPW).

La Figure 1.3 présente une gaufre d'alumine sur laquelle ont été réalisées plusieurs capacités interdigitales BST discrètes. Nous avons fabriqués autant de capacités dans le but de comparer les valeurs des paramètres du BST (perte tangentielle et constante diélectrique) extraites en fonction de l'uniformité de dépôt de la mince de BST. De plus, nous avons réalisé sur la gaufre des varactors BST qui seront utilisés ultérieurement pour la conception des composantes RF. Toutes les capacités possèdent un nombre de huit doigts dont les dimensions physiques sont spécifiées par $s_f = 3\ \mu\text{m}$, $w_f = 13.5\ \mu\text{m}$ et de différentes longueurs de ligne l_f . Les varactors BST que nous avons numérotée par 1, 2, 5, 8, et 9, et dont les valeurs des longueurs de doigts associées sont

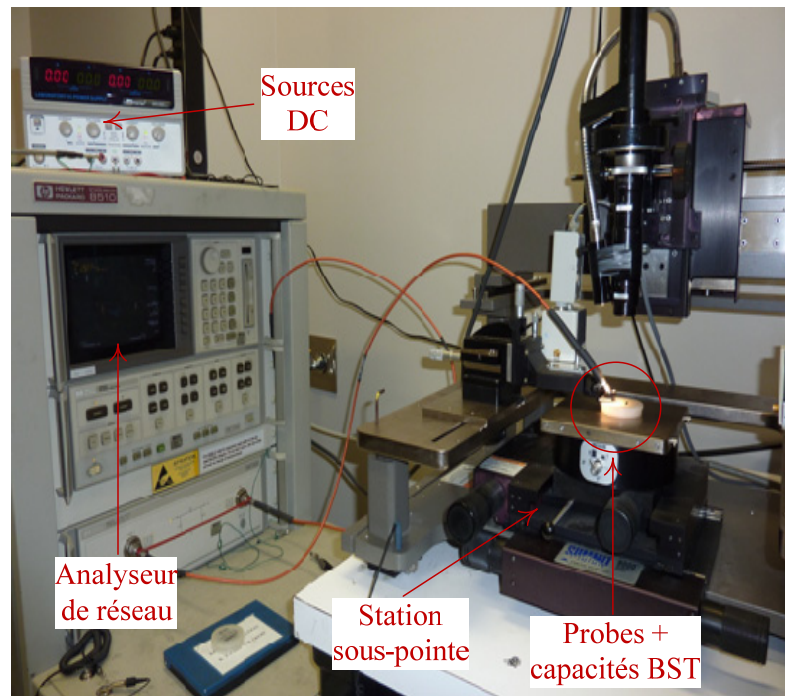


Figure 1.4: Setup de mesure pour la caractérisation des varactors BST

données par $l_j = 60 \mu\text{m}$, $50 \mu\text{m}$, $72 \mu\text{m}$, $60 \mu\text{m}$, et $60 \mu\text{m}$, ont été ensuite utilisés pour extraire les différentes constantes diélectriques ainsi que les pertes tangentielle du BST. La Figure 1.4 présente le setup de mesure des paramètres S des varactors BST. Le banc de test est composé d'une station de mesure de type Cascade Summit 9000, d'un analyseur de réseau HP8510 et d'une probe standard CPW de dimension $250 \mu\text{m}$ connectée à l'un des ports de l'analyseur. Les sources de tension DC sont utilisées pour appliquer différents niveaux de tension continue au port de l'analyseur connecté à l'entrée CPW de la capacité afin de modifier la constante diélectrique du BST. Après avoir complété le montage du banc de test, nous avons effectué des mesures de capacités et extrait les paramètres S_{11} un port pour différents niveaux de tension de polarisation, allant de 0 à 30 Volt.

1.3.2 Extraction des paramètres physiques et électriques du BST et des varactors

Après avoir obtenus les paramètres S mesurés des capacités BST, la prochaine étape consiste à extraire les valeurs des paramètres électriques de la fine couche de BST (sa constante diélectrique et la perte tangentielle) que nous dénoterons par ϵ_{r2} et $\tan\delta_2$. Tout d'abord, nous avons obtenu la partie réelle et imaginaire de la capacité en fonction du paramètre S_{11} mesurés. Par la suite, nous avons égalisé cette expression de la capacité complexe à la somme des capacitances partielles obtenue mathématiquement par les équations de transformations conformes élaborées par (GEVORGIAN and al, 1996).

L'expression de l'impédance (Z_c) d'une capacité C est donnée par l'équation 1.1. De plus, nous pouvons aussi exprimer l'impédance Z_c en fonction du paramètre S_{11} mesuré par l'équation 1.2.

$$Z_c = \frac{1}{j\omega C Z_0} \quad \text{avec } \omega = 2\pi f \quad 1.1$$

$$Z_c = \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad 1.2$$

où $Z_0 = 50 \, \Omega$ et f représentent l'impédance caractéristique de la ligne d'entrée CPW et la fréquence de mesure. En égalisant les équations (1.1) et (1.2), nous obtenons l'expression de C sous la forme :

$$C = \frac{-j(1 - S_{11})}{2\pi f Z_0 (1 + S_{11})} = \text{Reel}\{C\} + j\text{imag}\{C\} \quad 1.3$$

En développant l'équation 1.3, nous pouvons par la suite exprimer les parties réelles et imaginaires de la capacité C en fonction de la partie réelle et imaginaire du paramètre S_{11} . Après développement nous obtenons les expressions :

$$Reel\{C\} = \frac{1}{2\pi f Z_0} \frac{2imag\{S_{11}\}}{(1 + reel\{S_{11}\})^2 + (imag\{S_{11}\})^2} \quad 1.4$$

$$imag\{C\} = \frac{1}{2\pi f Z_0} \frac{(reel\{S_{11}\})^2 + (imag\{S_{11}\})^2 - 1}{(1 + reel\{S_{11}\})^2 + (imag\{S_{11}\})^2} \quad 1.5$$

D'autre part, les équations de la transformation conforme élaborée par (GEVORGIAN and al, 1996) stipulent que la capacitance totale théoriquement obtenue d'une capacité réalisée sur multicouche est donnée par :

$$C = C_3 + C_n + C_{end} \quad 1.6$$

où $n \geq 4$ est le nombre de doigts de la capacité. C_3 et C_n sont les capacitances partielles associées à une capacité à trois doigts et à une structure périodique de doigts ($n-3$), respectivement. C_{end} est un terme de correction représentant la capacitance à la bordure des doigts. Les expressions mathématiques des différentes capacitances partielles sont données par les équations statiques suivantes (GEVORGIAN and al, 1996) :

$$C_3 = 4\varepsilon_0\varepsilon_3 \frac{K(k_3)}{K(k'_3)} l_f \quad 1.7$$

$$\text{avec } \varepsilon_3 = 1 + q_{13}(\varepsilon_{r1} - 1) + q_{23}(\varepsilon_{r2} - \varepsilon_{r1}) \quad 1.8$$

$$q_{i3} = \frac{1}{2} \frac{K(k_{i3})}{K(k'_{i3})} \frac{K(k_0)}{K(k'_0)} \quad \text{pour } i=1,2 \quad 1.9$$

$$K_3 = \frac{w_f}{w_f + 2s_f} \left[\frac{1 - [(w_f + 2s_f)/(3w_f + 2s_f)]^2}{1 - [(w_f)/(3w_f + 2s_f)]^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad 1.10$$

$$K_{i3} = \frac{\sinh\left(\frac{\pi w_f}{2(h1+h2)}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi(w_f+s_f)}{2(h1+h2)}\right)} \left[\frac{1 - \frac{\sinh^2\left(\frac{\pi(w_f+s_f)}{2(h1+h2)}\right)}{\sinh^2\left(\frac{\pi(3w_f+2s_f)}{2(h1+h2)}\right)}}{1 - \frac{\sinh^2\left(\frac{\pi w_f}{2(h1+h2)}\right)}{\sinh^2\left(\frac{\pi(3w_f+2s_f)}{2(h1+h2)}\right)}} \right]^{\frac{1}{2}} \quad \text{avec } i=1,2 \quad 1.11$$

$$K'_{i3} = [1 - K_{i3}^2]^{\frac{1}{2}} \quad 1.12$$

$$C_{end} = 4nw_f(2 + \pi)\varepsilon_0\varepsilon_{end} \frac{K(k_{end})}{K(k'_{end})} \quad 1.13$$

$$\text{avec } \varepsilon_{end} = 1 + q_{1end}(\varepsilon_{r1} - 1) + q_{2end}(\varepsilon_{r2} - \varepsilon_{r1}) \quad 1.14$$

$$q_{iend} = \frac{1}{2} \frac{K(k_{iend})}{K(k'_{iend})} \frac{K(k_{end})}{K(k'_{end})} \quad \text{avec } i=1,2 \quad 1.15$$

$$K_{end} = \frac{x}{x + 2s_f} \left[\frac{1 - [(x + 2s_f)/(x + l_t + 2s_f)]^2}{1 - [x/(x + l_t + 2s_f)]^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad \text{avec } x = \frac{1}{2}w_f \quad 1.16$$

$$K_{iend} = \frac{\sinh\left(\frac{\pi x}{2(h1+h2)}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi(x+s_f)}{2(h1+h2)}\right)} \quad \text{avec } i=1,2 \quad 1.17$$

$$K'_{iend} = [1 - K_{iend}^2]^{\frac{1}{2}} \quad 1.18$$

$$C_n = (n - 3)\varepsilon_0\varepsilon_{end} \frac{K(k_0)}{K(k'_0)} \quad 1.19$$

$$\text{avec } \varepsilon_n = 1 + q_{1n}(\varepsilon_{r1} - 1) + q_{2n}(\varepsilon_{r2} - \varepsilon_{r1}) \quad 1.20$$

$$q_{in} = \frac{1}{2} \frac{K(k_{in})}{K(k'_{in})} \frac{K(k_0)}{K(k'_0)} \quad \text{avec } i=1,2 \quad 1.21$$

$$K_0 = \frac{w_f}{w_f + s_f} \quad 1.22$$

$$K_{in} = \frac{\sinh\left(\frac{\pi w_f}{2(h_1 + h_2)}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi(w_f + s_f)}{2(h_1 + h_2)}\right)} \left[\frac{\cosh^2\left(\frac{\pi(w_f + s_f)}{2(h_1 + h_2)}\right) + \sinh^2\left(\frac{\pi(w_f + s_f)}{2(h_1 + h_2)}\right)}{\cosh^2\left(\frac{\pi w_f}{2(h_1 + h_2)}\right) + \sinh^2\left(\frac{\pi(w_f + s_f)}{2(h_1 + h_2)}\right)} \right]^{\frac{1}{2}} \quad i=1,2 \quad 1.23$$

$$K' = [1 - K^2]^{\frac{1}{2}} \quad 1.24$$

Connaissant les paramètres géométriques de la capacité IDC comme l'illustre la Figure 1.2, ainsi que la permittivité relative de la couche de l'alumine ($\epsilon_{r1} = 9.8$), nous avons ainsi obtenu l'expression complexe de la permittivité du BST ϵ_2 en égalisant les équations (1.3) et (1.6). Elle s'exprime sous la forme complexe :

$$\epsilon_2 = \text{Re}[\epsilon_2](1 - j \tan \delta_2) \quad 1.25$$

Dans cette expression, la perte tangentielle du BST est représentée par $\tan \delta_2$, et la constante diélectrique du BST (ϵ_{r2}) est donnée par l'expression $\text{Re}(\epsilon_2)$.

Connaissant les valeurs des paramètres S_{11} mesurés des capacités BST, nous nous sommes servis du logiciel de calcul numérique Matlab afin d'extraire la constante diélectrique du BST ϵ_{r2} et la perte tangentielle $\tan \delta_2$ sur une plage de fréquence allant de 1 à 6 GHz. La Figure 1.5 et la Figure 1.6 présentent les valeurs de la constante diélectrique et de la perte tangentielle du BST pour des mesures de capacités localisées à différentes positions sur le substrat d'alumine et correspondant à des tensions de polarisation de 0 et 25 V. Nous observons à la Figure 1.5 une dépendance fréquentielle de la constante diélectrique sur toute la bande de fréquences de mesure, allant de

500 jusqu'à 700, et de 900 à 1450. Les courbes montrent aussi une valeur assez constante de la constante diélectrique du BST évaluée à différentes positions à une tension de 25 V. Lorsque le BST est par contre soumis à une tension de 0 V, les courbes nous montrent que la constante diélectrique augmente lorsque la capacité évaluée se situe de plus en plus proche du centre du substrat d'alumine (voir les symboles en couleur noires). Toutefois, nous pouvons noter une constante diélectrique du BST assez constante sur toute la bande de fréquences pour les capacités évaluées aux positions # 1 et # 2 (voir les symboles en forme de cercles et de carrés).

L'extraction de la variation de la perte tangentielle du BST $\tan\delta_2$ par rapport à la fréquence pour les tensions de polarisation de 0 et 25 volts est présentée à La Figure 1.6. Les courbes montrent que les pertes varient autour de 0.02 à 0.065 sur toute la bande de fréquences. De prime à bord ces derniers résultats nous montrent que le matériau BST présente des pertes assez élevées, mais néanmoins possède d'autre avantages tel que l'illustre le Tableau 1.1. Après avoir conçu, mesuré et extrait les valeurs de la constante diélectrique et de la perte tangentielle du BST, nous pouvons conclure qu'il est nécessaire d'utiliser les capacités BST IDC situées en bordure du substrat d'alumine pour la réalisation ultérieure des composantes RF accordables que nous présenterons dans les prochains chapitres.

Nous avons ensuite réalisé un modèle circuit équivalent des capacités IDC BST afin d'obtenir les valeurs des capacitances correspondant aux différentes tensions de polarisation. Pour ce faire, nous avons déterminé les valeurs des paramètres du modèle circuit, pour les capacités localisées aux positions # 1, 2, et 5 et dont les longueurs de doigts sont $l_f = 60, 50$ et $72 \mu\text{m}$, afin de faire une comparaison sur le pourcentage d'accordabilité des différentes capacités mesurées. La Figure 1.7 présente le modèle circuit équivalent que nous proposons. La capacitance C_p , et la résistance R_p

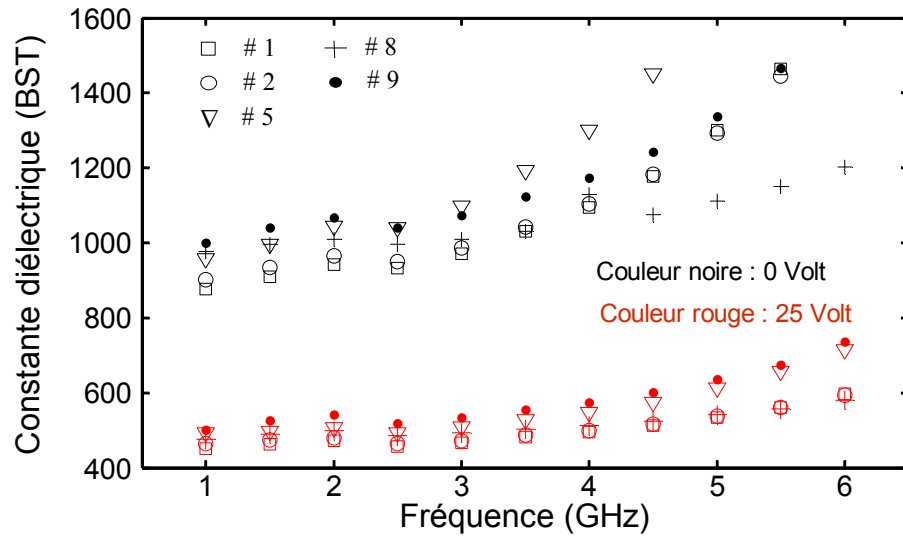


Figure 1.5: Extraction de la constante diélectrique ϵ_{r2} du BST en fonction de la fréquence, pour différentes capacités BST polarisées à 0 et 25 V

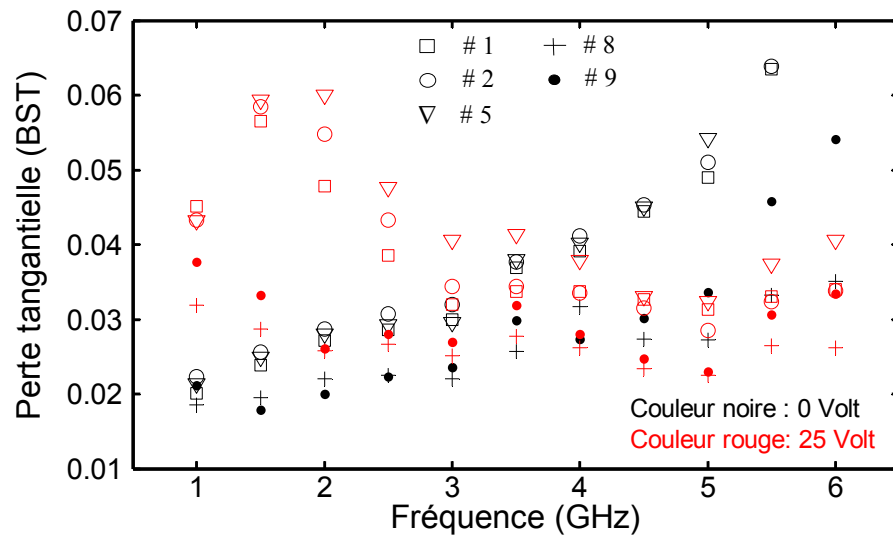


Figure 1.6 : Extraction de la perte tangentielle $\tan\delta_2$ du BST en fonction de la fréquence, pour différentes capacités BST polarisées à 0 et 25 V

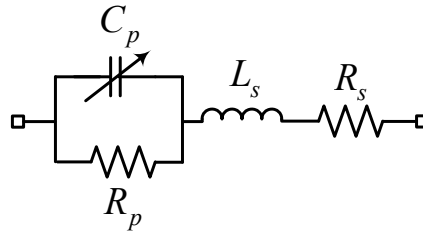


Figure 1.7 : Modèle circuit équivalent de la capacité IDC BST

représentent les valeurs de la capacitance IDC et de la résistance série modélisant la perte tangentielle du BST. La valeur de la capacitance C_p est associée à la valeur de constante diélectrique du BST et aux paramètres physiques (s_f , w_f et l_f) de la capacité IDC. D'autre part, les variables L_s et R_s sont utilisées pour modéliser l'inductance due à la longueur des doigts et les pertes créées par l'épaisseur du métal conducteur. Pour différentes tensions de polarisation appliquées aux capacités IDC, allant de 0 jusqu'à 30 Volts, nous présentons à la Figure 1.8 les variations de la capacitance C_p et de la résistance parallèle R_p en fonction de la tension de polarisation des capacités mesurées à 1 GHz. Nous avons utilisé le logiciel de simulation ADS pour faire l'extraction des valeurs des paramètres du modèle circuit équivalent. Les courbes de la Figure 1.8 nous montrent qu'au fur et à mesure que la capacitance C_p diminue par rapport à la tension de polarisation, la résistance parallèle R_p diminue. La diminution de R_p montre que la perte tangentielle du BST augmente en fonction de la tension de polarisation pour des mesures effectuées à 1 GHz. Sur cette même figure, on observe une légère variation de la capacitance C_p entre les capacités IDC # 1 et # 2 sur toute la plage de la tension de polarisation. Cette petite variation est principalement due à la différence de longueur de doigt de 10 μm entre chacune des capacités. D'autre part, les courbes montrent aussi qu'avec la même différence de longueur de

doigt, une grande variation de la capacitance s'observe entre les capacités # 2 et # 5. Cette grande différence s'explique par l'effet combiné de la différence de longueur de doigt de 10 μm et la non-uniformité de dépôt de la mince couche de BST. Notons aussi que la résistance R_p augmente avec la taille de la capacité IDC.

L'un des paramètres important que nous avons aussi analysé et comparé est le pourcentage d'accordabilité des différentes capacités. Ce paramètre détermine le degré de variation de la capacitance en fonction de différents niveaux de tension de polarisation du BST. Le pourcentage d'accordabilité se définit de façon générale par l'expression :

$$\text{Accordabilité (\%)} = \frac{C_{pmax} - C_{pmin}}{C_{pmax}} \times 100 \quad 1.26$$

C_{pmax} et C_{pmin} représentent les capacitances des capacités IDC obtenues à 0 volt et à différentes tensions de polarisation non nulle jusqu'à 30 Volts. Nous présentons à la Figure 1.9 le pourcentage d'accordabilité des capacités # 1, # 2, et # 5 en fonction de la tension de polarisation. Les résultats des courbes montrent que le pourcentage d'accordabilité capacitive augmente de façon quasi-linéaire avec la tension appliquée jusqu'à un pourcentage maximal d'environ 52%. Les études et les analyses, ainsi que la caractérisation des capacités IDC BST que nous avons effectué dans ce chapitre nous dirigent aux prochaines étapes de nos travaux sur la conception et la réalisation des composantes RF reconfigurables basées sur les diodes varactors ou les capacités BST.

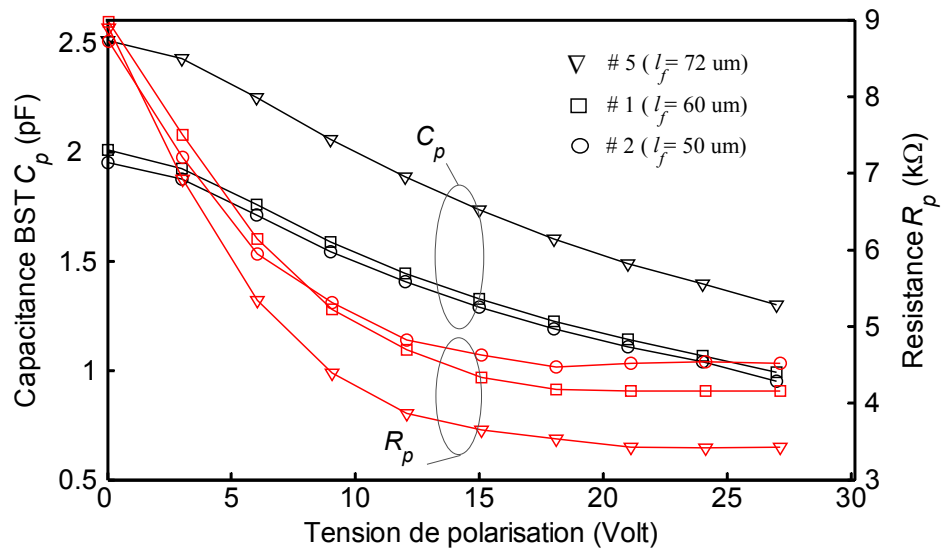


Figure 1.8 : Extraction à la fréquence de 1GHz de la capacitance et la résistance C_p et R_p pour différents capacités IDC, avec $R_s = 1 \Omega$, et (∇) $L_s = 0.0125$ nH, (\square) 0.01 nH, (\circ) 0.0075 nH

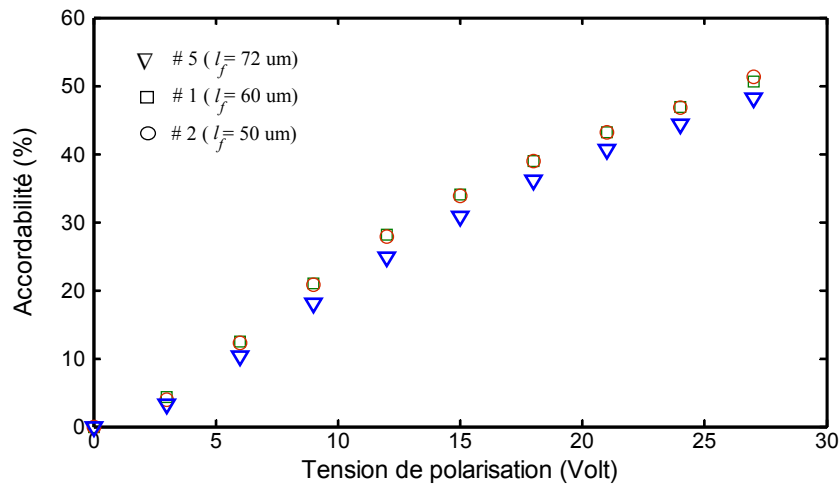


Figure 1.9 : Accordabilité capacitive des IDC BST en fonction de la tension de polarisation

CHAPITRE 2 COUPLEUR MULTI-BANDE RECONFIGURABLE

2.1 Introduction

Un coupleur hybride quadrature est un circuit passif RF composé de quatre ports, qui a pour fonction de diviser un signal RF reçu en deux signaux de sortie d'amplitude identique (3 dB) mais déphasés de 90° . Il est généralement utilisé dans les composantes de systèmes radio communication tel que des amplificateurs et des mélangeurs balancés, ainsi dans des (dé)modulateurs à conversion directe. Nous présentons à la Figure 2.1 la topologie d'un coupleur hybride quadrature standard réalisé en technologie microruban. Il est composé essentiellement de quatre ports connectés à des branches de lignes verticales et horizontales d'un quart de longueur d'onde ($\lambda/4$) évalué à la fréquence d'opération. Les impédances caractéristiques des différentes lignes de transmissions sont données par Z_0 et $Z_0/\sqrt{2}$. Z_0 est défini comme étant l'impédance de référence aux ports. La puissance du signal introduite au port 1 est divisée en deux signaux d'amplitude identique aux ports 2 et 3 et de différence de phase de 90° à la fréquence de conception. Le port 4 restant isolé. Dans le livre de (POZAR, 1998 p. 379), on utilise la méthode d'analyse mode paire et impaire pour analyser un coupleur hybride quadrature opérant à une seule fréquence d'opération. Les exigences actuelles sur les performances des composantes RF nous poussent à la réalisation d'un coupleur hybride quadrature multifonction, pour accroître les bandes de fréquence d'opération.

Certains travaux effectués par (FARDIN and al, (2007) présentent un coupleur hybride quadrature accordable par du BST, mais dont la plage de variation de la fréquence centrale d'opération ne permet pas de couvrir les bandes de fréquences commercialement disponibles à

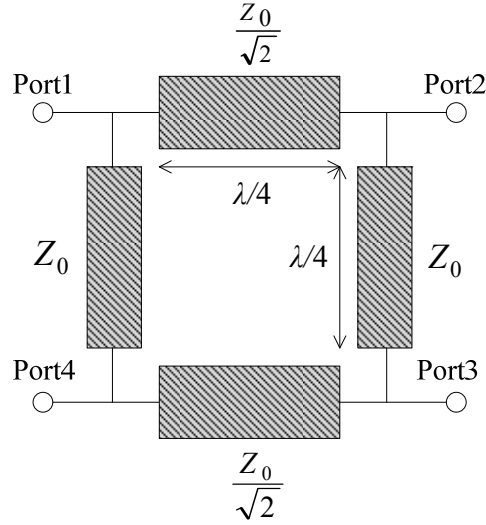


Figure 2.1: Topologie d'un coupleur hybride quadrature conventionnel

l'heure actuelle. Nous pouvons mentionner par exemple les bandes GSM et ISM, de même que WiMAX. Ce disant, nous présenterons dans les sections 2.2 et 2.3 de ce chapitre, la conception et la réalisation de coupleurs multi-bandes accordables par des diodes varactors semiconducteur et varactors BST.

2.2 Méthode d'analyse et de conception

Nous avons trouvé une façon de modifier la structure du coupleur de la Figure 2.1 pour qu'il puisse fonctionner à deux bandes de fréquences d'opération arbitrairement choisies. Tout d'abord une ligne de transmission microruban d'impédance caractéristique Z_T et de longueur électrique 90° ($\lambda/4$) peut être représentée par un modèle équivalent comme l'illustre la Figure 2.2. Le modèle équivalent proposé est composé d'une ligne de transmission d'impédance Z_A et de

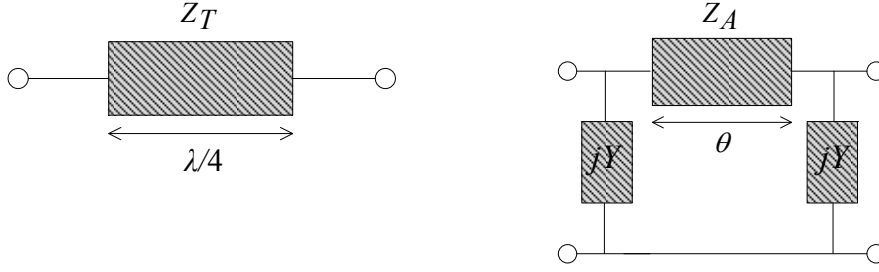


Figure 2.2: Une Ligne de transmission $\lambda/4$ et un modèle équivalent

longueur électrique θ , à laquelle est connecté en parallèle deux lignes de transmissions présentant des admittances que nous dénotons par jY . En utilisant les équations qui lient les différents paramètres d'une ligne de transmission et qui sont illustrées aux tableaux en Annexe 1, nous pouvons écrire la matrice $ABCD$ décomposée du modèle équivalent comme

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jY & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & jZ_A \sin \theta \\ jZ_A \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jY & 1 \end{bmatrix} \quad 2.1$$

Après réarrangement, nous obtenons

$$\begin{bmatrix} \cos \theta - Z_A Y \sin \theta & jZ_A \sin \theta \\ jY \sin \theta (1 - Z_A^2 Y^2 + 2Z_A Y \cot \theta) & \cos \theta - Z_A Y \sin \theta \end{bmatrix} \quad 2.2$$

En imposant les égalités

$$Y = \frac{\cot \theta}{Z_A} \quad 2.3$$

$$Z_A \sin \theta = \pm Z_T \quad 2.4$$

L'équation 2.2 peut se récrire encore comme

$$\begin{bmatrix} 0 & jZ_A \sin \theta \\ j \frac{1}{Z_A \sin \theta} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \pm jZ_T \\ \pm j \frac{1}{Z_T} & 0 \end{bmatrix} \quad 2.5$$

On remarque que l'expression matricielle à l'équation (2.5) correspond à la matrice $ABCD$ de la ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_T et de longueur électrique $\pm 90^\circ$ de la Figure 2.2. Pour que le coupleur fonctionne à deux fréquences d'opération distinctes et définies par f_1 et f_2 , il faut que les longueurs électriques correspondantes dénotées par θ_1 et θ_2 soient une solution de l'équation 2.4. Une des solutions générales et expression reliant θ_1 et θ_2 est donné par

$$\theta_2 = \pi - \theta_1 \quad 2.6$$

En définissant la variable φ comme égale à

$$\varphi = \frac{1 - \frac{f_1}{f_2}}{1 + \frac{f_1}{f_2}} \quad 2.7$$

nous obtenons les relations liant les longueurs électriques θ_1 et θ_2 et les fréquences f_1 et f_2 égale à :

$$\theta_1 = \frac{\pi}{2} (1 - \varphi) \quad 2.8$$

$$\theta_2 = \frac{\pi}{2} (1 + \varphi) \quad 2.9$$

Nous pouvons donc définir la longueur électrique du segment de la ligne de transmission d'impédance Z_T , que nous dénotons ici par $\theta_0 = 90^\circ$, comme égale à

$$\theta_0 = \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} = \frac{\pi}{2} \quad 2.10$$

En substituant les équations (2.8) et (2.9) dans (2.3) et (2.4), nous obtenons

$$Y = \begin{cases} \frac{\tan\left(\frac{\varphi\pi}{2}\right)}{Z_A}, & \text{pour la fréquence } f_1 \\ -\frac{\tan\left(\frac{\varphi\pi}{2}\right)}{Z_A}, & \text{pour la fréquence } f_2 \end{cases} \quad 2.11$$

$$Z_A = \frac{Z_T}{\left|\cos\left(\frac{\varphi\pi}{2}\right)\right|} \quad 2.12$$

D'après les équations démontrées en Annexe pour un réseau de lignes de transmission, nous pouvons exprimer l'admittance d'entrée Y d'une ligne de transmission ouverte d'un quart de longueur d'onde évalué à f_1 et f_2 et d'impédance caractéristique dénoté par Z_B par l'expression :

$$Y = \begin{cases} \frac{\cot\left(\frac{\varphi\pi}{2}\right)}{Z_B}, & \text{pour la fréquence } f_1 \\ -\frac{\cot\left(\frac{\varphi\pi}{2}\right)}{Z_B}, & \text{pour la fréquence } f_2 \end{cases} \quad 2.13$$

en combinant les équations (2.11) (2.12) et (2.13), nous obtenons

$$Z_B = \frac{Z_T}{\sin\left(\frac{\varphi\pi}{2}\right) \tan\left(\frac{\varphi\pi}{2}\right)} \quad 2.14$$

Connaissant les expressions analytiques des variables du modèle équivalent de la Figure 2.2, nous pouvons donc modifier les branches des lignes de transmission du coupleur conventionnel présenté à la Figure 2.1 afin d'obtenir une nouvelle topologie de coupleur hybride multi-bande aux fréquences centrales de conception f_1 et f_2 . Nous présentons à la Figure 2.3 cette nouvelle topologie du coupleur multi-bande, composé de huit sections de lignes de transmission microruban. Les impédances caractéristiques des branches de lignes horizontale et verticale du coupleur proposé sont dénotées par Z_1 et Z_2 , tandis que l'impédance des branches de ligne de

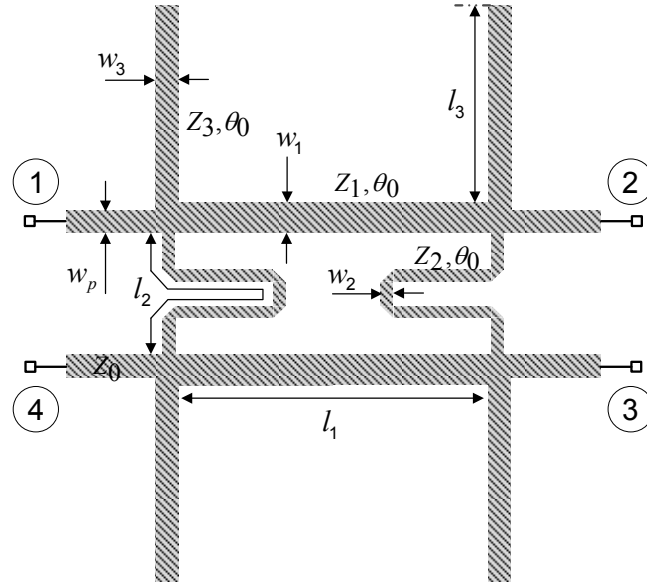


Figure 2.3 : Topologie du coupleur hybride quadrature multi-bande statiques

transmission ouverte (stubs) est dénotée par Z_3 . Toutes les sections de lignes de transmission ont une longueur électrique d'un quart de longueur d'onde $\theta_0 = \pi/2$ évaluées à la fréquence centrale $(f_1 + f_2)/2$. Suivant les équations (2.12) et (2.14), les impédances caractéristiques des lignes de transmissions du coupleur proposé en fonction du rapport f_1/f_2 sont donné par

$$Z_1 = \frac{Z_0}{\sqrt{2} \cos \left[\frac{\pi}{2} \frac{\left(1 - f_1/f_2 \right)}{\left(1 + f_1/f_2 \right)} \right]} \quad 2.15$$

$$Z_2 = \frac{Z_0}{\cos \left[\frac{\pi}{2} \frac{\left(1 - f_1/f_2 \right)}{\left(1 + f_1/f_2 \right)} \right]} \quad 2.16$$

$$Z_3 = \frac{Z_0}{(1 + \sqrt{2})} \cot \left[\frac{\pi}{2} \frac{\left(1 - f_1/f_2\right)}{\left(1 + f_1/f_2\right)} \right] / \sin \left[\frac{\pi}{2} \frac{\left(1 - f_1/f_2\right)}{\left(1 + f_1/f_2\right)} \right] \quad 2.17$$

La Figure 2.4 présente les courbes issues du calcul numérique des impédances Z_1 , Z_2 et Z_3 en fonction du rapport f_1/f_2 , obtenu à l'aide du logiciel Matlab. Une fois que les impédances caractéristiques de chaque ligne de transmission sont obtenues, les largeurs et les longueurs physiques des différentes sections de lignes de transmission peuvent être déterminées simplement à partir de l'outil de calcul Line-Calc de ADS, sous la condition $\theta_0 = \pi/2$ évaluée à $f_0 = (f_1 + f_2)/2$.

La prochaine étape de conception est de modifier la structure du nouveau coupleur multi-bande de la Figure 2.3 afin qu'il soit reconfigurable. Pour ce faire, nous avons remplacé le segment de ligne de transmission ouvert d'impédance caractéristique Z_3 par une structure équivalente constituée d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique que nous dénoterons par Z_{3m} et de longueur électrique $\theta_{3m} < \theta_0$ chargée par une capacité C_{var} , comme l'indique la Figure 2.5

En assumant la ligne de transmission de la Figure 2.5 sans perte et d'après les équations développées en Annexe 1, nous obtenons l'expression de l'admittance d'entrée Y_{inc} de la petite portion de ligne de transmission ouverte par

$$Y_{inc} = j \left(\frac{1}{Z_3} \right) \tan \left(\frac{2\pi}{\lambda_g} l_c \right) \quad 2.18$$

avec λ_g étant la longueur d'onde guidée évaluée à f_0 , et l_c représentant la longueur physique de la petite portion de ligne. Nous observons de l'équation (2.18) que pour une longueur de ligne

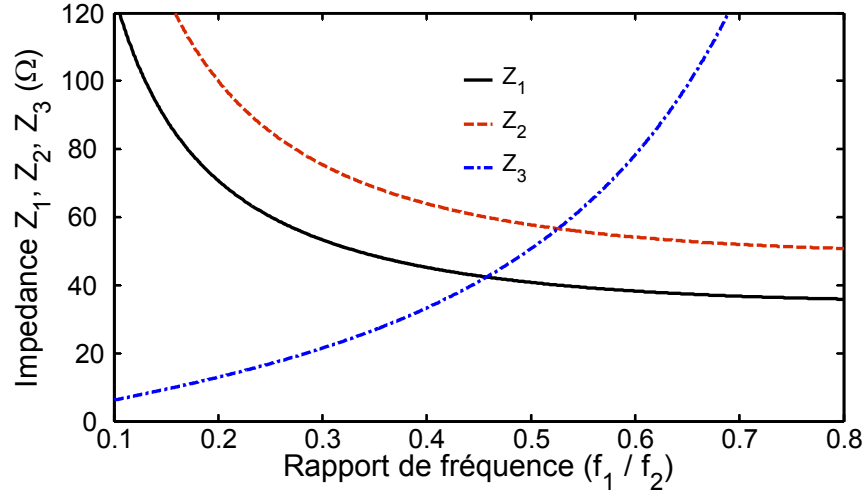


Figure 2.4: Impédances caractéristiques des sections de lignes du coupleur multi-bande en fonction de f_1/f_2

$l_c < \lambda_g/4$, l'admittance d'entrée Y_{inc} représente celle d'une capacité de la forme jX , avec $X = \omega C_{var}$.

Par conséquent, nous pouvons poser l'égalité

$$j \left(\frac{1}{Z_3} \right) \tan \left(\frac{2\pi}{\lambda_g} l_c \right) = C_{var} \omega \quad 2.19$$

où $\omega = 2\pi f_0$ représente la fréquence angulaire.

D'autre part, nous pouvons aussi exprimer la longueur physique totale $\lambda_g/4$, correspondant à la longueur électrique $\theta_0 = \pi/2$, par :

$$\frac{\lambda_g}{4} = l_{3m} + l_c \quad 2.20$$

Où l_{3m} représente la nouvelle longueur physique associée à la longueur électrique θ_{3m} . En substituant l'équation (2.19) dans l'équation (2.20), nous obtenons l'expression de la longueur l_{3m} égale à

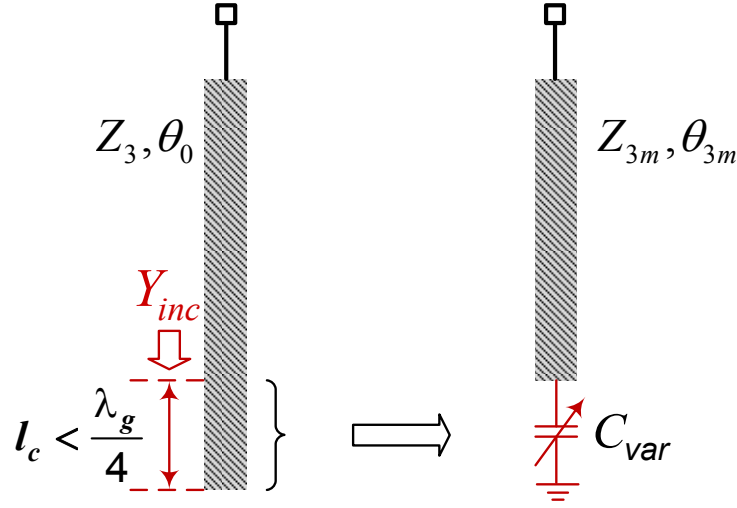


Figure 2.5 : Ligne de transmission ouverte et circuit équivalent

$$l_{3m} = \frac{\lambda_g}{4} - \left(\frac{\lambda_g}{2\pi} \right) \tan^{-1}(Z_3 C_{var} \omega) \quad 2.21$$

La Figure 2.6 présente la variation de la longueur l_{3m} en fonction de la fréquence $f_0 = (f_1 + f_2)/2$ et pour différentes valeurs d'impédance $Z_{3m} = Z_3$. Les courbes de cette figure nous montrent que nous pouvons obtenir une courte longueur physique l_{3m} en choisissant une grande valeur de la capacitance C_{var} et d'impédance caractéristique Z_{3m} pour une valeur fixe de f_0 . Ainsi, un choix judicieux de la longueur l_{3m} et de la capacité C_{var} nous permettrait de réduire la taille du coupleur.

Généralement parlant, on définit l'accordabilité fréquentielle d'un circuit RF accordable en utilisant l'expression

$$\text{Accordabilité fréquentielle(\%)} = \left(2 \frac{f_{0max} - f_{0min}}{f_{0max} + f_{0min}} \right) \times 100 \quad 2.22$$

où f_{0min} et f_{0max} sont les minimum et maximum des fréquences d'opération centrales en référence à f_0 . En nous basant sur cette définition, les courbes de la Figure 2.6 montrent que le coupleur

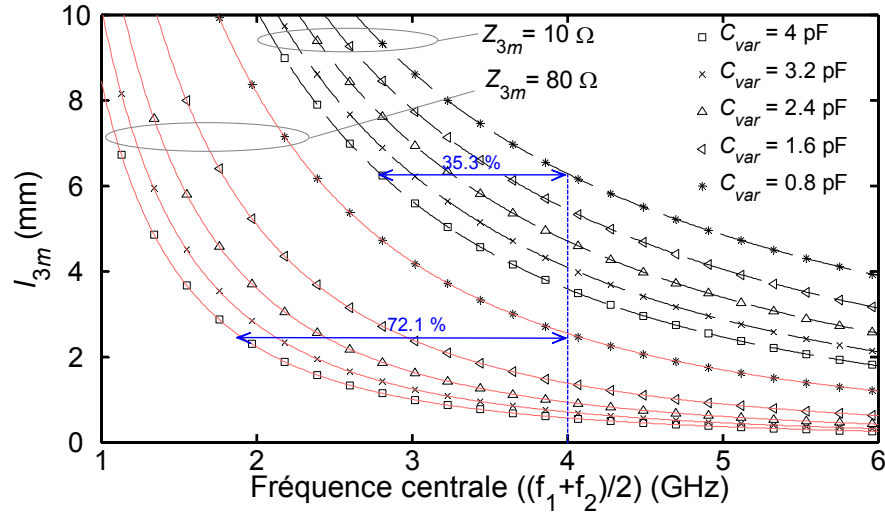


Figure 2.6 : Variation de la longueur l_{3m} en fonction de $f_0 = (f_1 + f_2)/2$, pour différents C_{var} et impédances caractéristiques Z_{3m}

multi-bande chargé par des capacitances diodes varactors présenterait un grand pourcentage d'accordabilité pour une impédance Z_{3m} élevée. À titre d'exemple, à $f_0 = 4$ GHz, l'équation 2.22 montre que l'accordabilité fréquentielle du coupleur correspondant à une impédance de $Z_{3m} = 80 \Omega$ est de 71.1 %, soit une variation de f_0 allant de 2 à 4 GHz. Par contre pour une valeur de $Z_{3m} = 10 \Omega$, l'accordabilité est de 35.3%, soit une variation de f_0 allant de 2.9 à 4 GHz.

Dans ce paragraphe, nous illustrerons brièvement comment le concept de ligne de transmission à onde lente est utilisé pour minimiser la taille du coupleur hybride. Les équations de Télégraphe utilisées dans le livre (POZAR, 1998 p. 58), montrent que toute ligne de transmission microruban sans perte peut être modélisée par une succession infinitésimale de circuits éléments localisés LC . C et L représentant ainsi une capacitance parallèle et une inductance série équivalente par unité de longueur de ligne. Dans ce même ouvrage, il est bien démontré que l'impédance caractéristique et la longueur d'onde guidée de la ligne de transmission sans perte, que nous dénotons par Z_{ic} et λ_{gic} , peut s'exprimer en fonction de C et L comme

$$Z_{ic} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad 2.23$$

$$\lambda_{gic} = \frac{1}{f_0 \sqrt{LC}} \quad 2.24$$

Nous observons de ces équations que lorsque L et C augmentent avec un même ratio de manière à garder une impédance Z_{ic} constante, la longueur d'onde guidée λ_{gic} proportionnelle à la longueur physique de la ligne de transmission diminue. Les travaux effectués par (SUN and al, 2005) utilisent aussi ce même concept pour miniaturiser un coupleur. Nous avons appliqué ce principe dans notre cas actuel, et la Figure 2.7 présente la topologie finale du coupleur hybride multi-bande reconfigurable. Dans cette nouvelle structure, la branche de ligne de transmission horizontale d'impédance caractéristique Z_1 de la Figure 2.3 a donc été remplacée par une succession d'unités de cellules discontinues dont les variables des dimensions physiques sont dénotées par w_c , l_c , w_i et l_i . Nous avons représenté la capacité C_{var} par un modèle de diode varactor connecté au plan de masse à travers des trous réalisés dans le substrat.

Afin de valider les différentes méthodes d'analyse illustrées précédemment, nous effectuerons la conception des coupleurs représentés à la Figure 2.3 et la Figure 2.7, dans le but de comparer leurs performances. Ils sont conçus sur un support de substrat d'alumine de permittivité relative et d'épaisseur $\epsilon_r = 9.8$ et 0.635 mm pour opérer aux fréquences d'opération sans fil de $f_1 = 2.45$ GHz et $f_2 = 5.8$ GHz. La couche conductrice métallique utilisée a une épaisseur de $2 \mu\text{m}$.

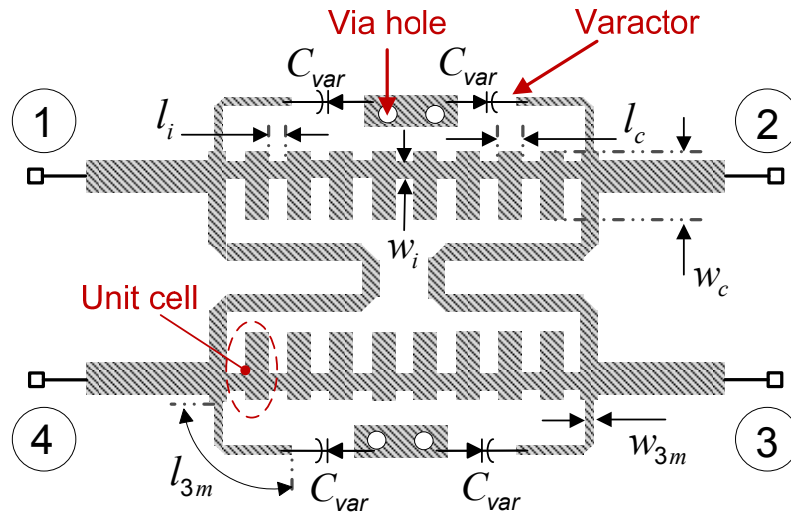


Figure 2.7 : Topologie du coupleur hybride quadrature multi-bande contrôlables

Les impédances caractéristiques des différentes sections de lignes de transmission du coupleur multi-bande de la Figure 2.3 sont ainsi obtenues à partir des courbes de conception présentées à la Figure 2.4 avec un rapport $f_1/f_2 = 0.422$. Les longueurs électriques des lignes sont données par l'équation 2.10 évaluées à $f_0 = (f_1 + f_2)/2 = 4.125$ GHz. Les valeurs numériques des différentes largeurs et longueurs des sections des lignes de transmission du coupleur de la Figure 2.3 sont déterminées à partir du logiciel Line-Calc de ADS et sont présentées au Tableau 2.1.

Les dimensions des sections de lignes de transmission du coupleur miniature de la Figure 2.7 sont obtenues par simulation EM à l'aide du logiciel ADS. Les courbes de la Figure 2.6 nous permettent de déterminer les valeurs requises de la capacitance C_{var} ainsi que celle de l'impédance caractéristique Z_{3m} et de la longueur physique l_{3m} à la fréquence de conception $f_0 = 4.125$ GHz. Nous illustrons au Tableau 2.2 les valeurs numériques des paramètres de conception pour une capacitance $C_{var} = 1$ pF. La ligne de transmission d'onde lente est composée de huit unités de cellules discontinues, correspondant à une longueur totale de ligne égale à $l_1 = 5.5$ mm.

Tableau 2.1 Paramètres de conception du coupleur multi-bande de la Figure 2.3					
Z_1	Z_2	Z_3	θ_1	θ_2	θ_3
43 Ω	62 Ω	37.2 Ω	90°	90°	90°
w_1	w_2	w_3	l_1	l_2	l_3
0.83 mm	0.38 mm	1.07 mm	7 mm	7.2 mm	6.85 mm

Tableau 2.2 Paramètres de conception du coupleur multi-bande contrôlable de la Figure 2.7			
Z_2	Z_{3m}	θ_2	θ_{3m}
62 Ω	80 Ω	90°	26.4°
w_2	w_{3m}	l_2	l_{3m}
0.38 mm	0.18 mm	7.2 mm	2.1 mm
w_c	l_c	w_i	l_i
1.16 mm	0.425 mm	0.195 mm	0.25 mm

La Figure 2.8 et la Figure 2.9 présentent les performances EM simulées des coupleurs à la Figure 2.3 et la Figure 2.7. Les courbes des résultats montrent que les deux coupleurs fonctionnent à deux bandes de fréquences d'opérations identiques pour une capacité de charge $C_{var} = 1$ pF. Les coefficients d'adaptation (S_{11}) et d'isolation (S_{41}) entre les ports 1 et 4 sont présentés à la Figure 2.8. D'autre part, la Figure 2.9 présente les amplitudes des pertes d'insertion (S_{21} et S_{31}) et les différences de phase ($\angle S_{21} - \angle S_{31}$) entre les ports 2 et 3. Les

coupleurs bibandes statiques et contrôlables ont les dimensions respectives de $8 \text{ mm} \times 18.25 \text{ mm}$ et de $6 \text{ mm} \times 5.4 \text{ mm}$. Ces graphes présentent aussi les performances du coupleur multi-bande de la Figure 2.7 pour des valeurs de capacitances (C_{var}) de 0.6 pF et 2 pF. Pour conclure cette section, nous avons utilisé différentes techniques d'analyse et de conception permettant de miniaturiser et de contrôler les deux bandes de fréquences d'opération du coupleur hybride quadrature multi-bande. Dans la prochaine section, nous aborderons et présenterons l'implémentation de deux prototypes de coupleurs hybrides multi-bandes reconfigurables par des capacitances diodes varactors semi-conducteurs et BST.

2.3 Implémentations des prototypes et résultats expérimentaux

Dans le chapitre 1 de cette thèse, nous avons présenté la modélisation et la caractérisation des capacités varactors BST dont la capacitance varie par l'application d'une simple tension DC. Par la suite, dans la section 2 de ce chapitre nous avons proposé une méthode d'analyse et de conception d'un coupleur hybride quadrature miniature multi-bandes contrôlables par des capacitances. Dans cette section, nous fabriquerons et caractériserons deux types de coupleurs hybrides quadrature multi-bandes accordables. Le premier coupleur sera implémenté avec quatre diodes varactors semi-conducteur identiques, tandis que le second utilisera quatre varactors BST comme caractérisé au chapitre 1. Par la suite, nous allons comparer les performances des deux coupleurs, en termes de paramètres S et de distorsion non-linéaire IIP3.

Nous avons choisi une varactor semi-conducteur à plaques parallèles pour la réalisation du premier coupleur. Elle est de type MSV34,075 manufacturé par la compagnie Aéroflex Métélics Corporation. Selon la fiche technique, la plage de variation de sa capacitance est de 0.6 à 4 pF pour une plage de tension de polarisation inverse allant de 30 à 0 V. Avant de mesurer et de

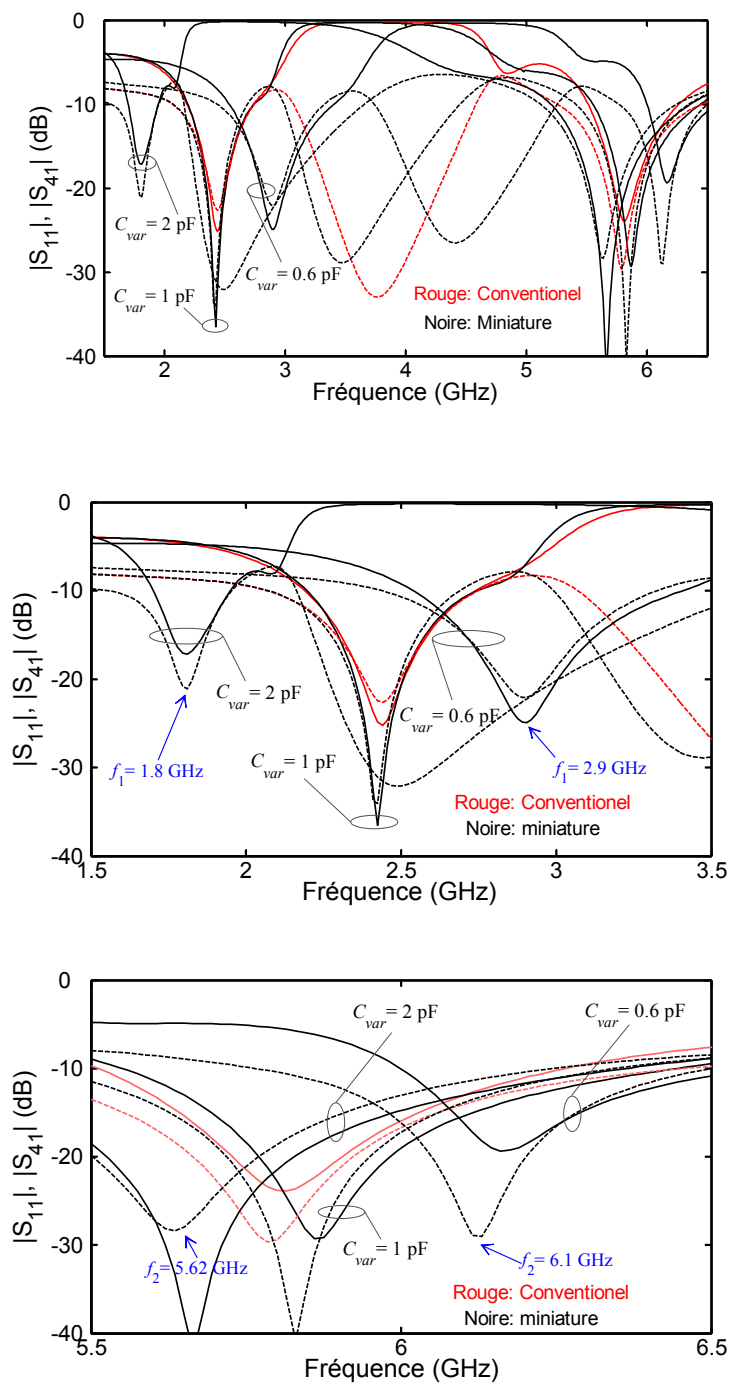


Figure 2.8 : Coefficients S_{11} (ligne solide) et S_{41} (ligne pointillée) des coupleurs multi-bande statique (couleur rouge) et contrôlables (couleur noire) pour $C_{var} = 0.6$, 1 et 2 pF

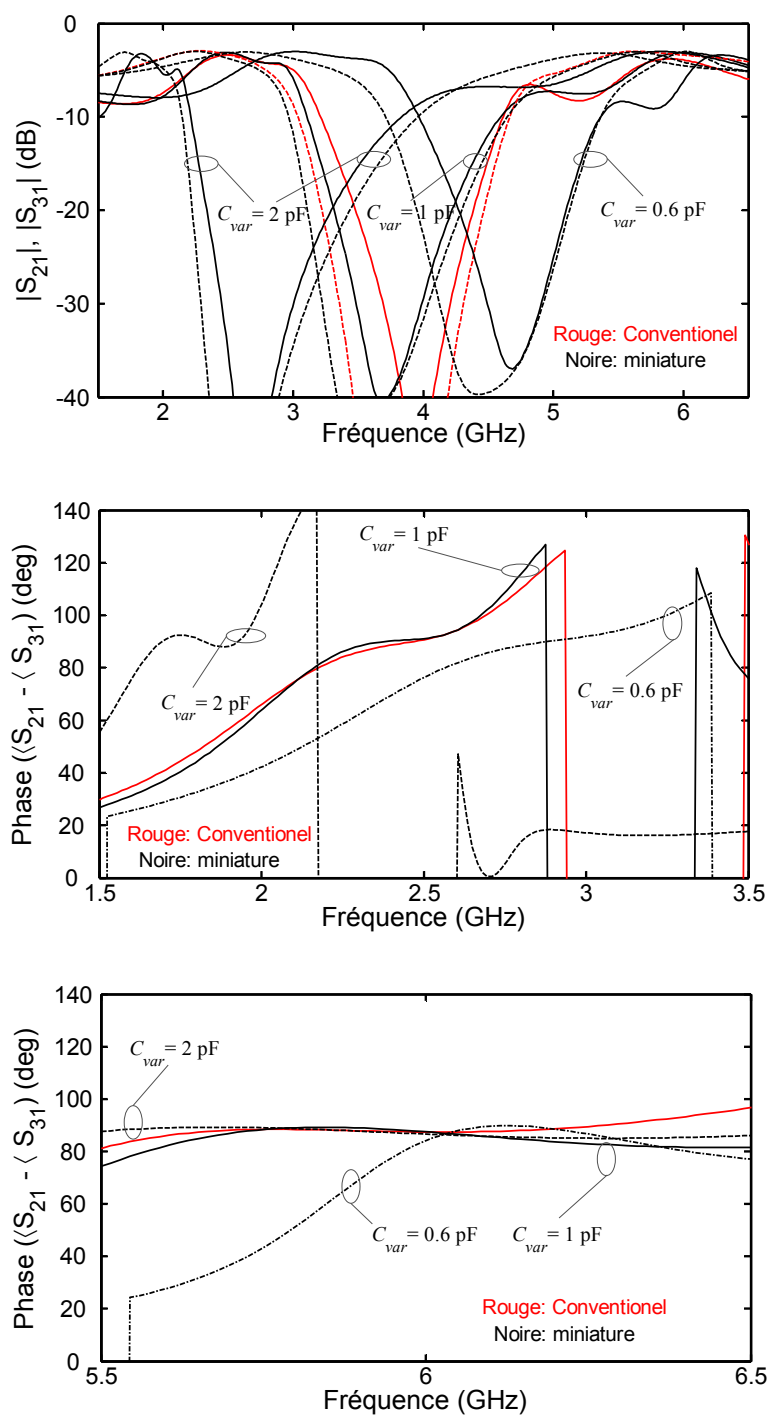


Figure 2.9 : Coefficients S_{21} (ligne solide), S_{31} (ligne pointillée) et différence de phase ($S_{21}-S_{31}$) des coupleurs multi-bande statique (couleur rouge) et contrôlables (couleur noire) pour $C_{var} = 0.6, 1$ et 2 pF

caractériser la diode varactor semiconducteur, nous allons expliquer brièvement son principe de fonctionnement.

La varactor utilisée est une diode à jonction de type pn (ANTOGNETTI and al, 1993). La diode à jonction pn est un composant électronique extrêmement utile et répandu, principalement parce qu'il peut redresser une tension. En effet, la diode pn conduit un courant appréciable (de l'ordre du mA) lorsqu'une tension supérieure à quelques dixièmes de volts est appliquée entre son anode et sa cathode. Par contre, elle ne conduit qu'un courant négligeable (de l'ordre du μA) si la tension appliquée est de signe opposé. Cette propriété peut être exploitée pour redresser une tension alternative de moyenne nulle, c'est-à-dire pour la transformer afin d'obtenir une tension dont la valeur moyenne est non nulle. La diode pn a une caractéristique courant-tension fortement non linéaire : par exemple, lorsque la tension d'une diode polarisée positivement est doublée, le courant augmente d'un facteur très supérieur à deux. La diode pn est obtenue en dopant un monocristal semiconducteur, sur une première moitié avec des accepteurs (région p), et sur l'autre moitié avec des donneurs (région n). La frontière entre les régions dopées est appelée jonction métallique. Des contacts métalliques sont ensuite déposés sur le semiconducteur pour constituer l'anode (contact avec la région p) et la cathode (contact avec la région n). Le schéma de principe de la diode pn est illustré à la Figure 2.10. La Figure 2.11 montre le schéma d'une jonction pn réalisée sur un circuit intégré. La Figure 2.12 montre le symbole électrique et le sens conventionnel adoptés dans ce chapitre pour le courant i et la tension v de la diode. Les forces électriques présentes à l'intérieur de la jonction pn ont pour origine la formation d'une région de déplétion au voisinage direct de la jonction métallique. L'apparition d'une région de déplétion est due au fait que les électrons de la région n qui diffusent dans la région p laissent derrière eux des donneurs ionisés (+). Ceux-ci étant immobiles, ils ne sont plus neutralisés électriquement par

les électrons. Il apparaît donc une charge d'espace positive au voisinage direct de la jonction métallique, côté n . Parallèlement, les trous qui diffusent de la région p vers la région n découvrent des ions accepteurs, chargés négativement, qui engendrent une charge d'espace négative (-) au voisinage direct de la jonction, côté p . Comme la charge d'espace est positive du côté n et négative du côté p , elle produit un champ électrique interne dirigé de la région n vers la région p . L'effet combiné de la distribution de charges (positives et négatives) dans la zone de déplétion, et celle du champ électrique généré crée donc une capacitance qui varie en fonction

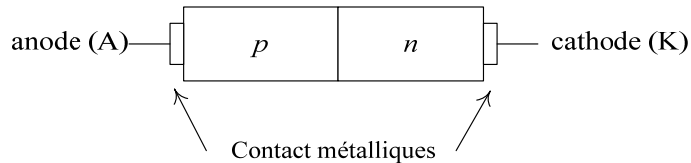


Figure 2.10 : Schéma de principe d'une diode à jonction pn

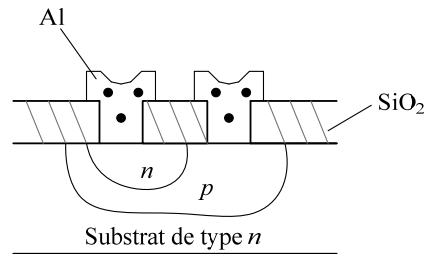


Figure 2.11 : Schéma d'une diode pn réalisée sur un circuit intégré. Le substrat est de type n . Les contacts métalliques sont en alumine et la couche de SiO_2 sert d'isolant électrique

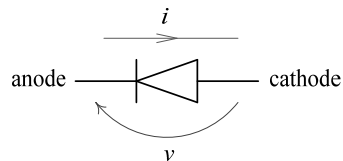


Figure 2.12 : Symbole électrique d'une diode à jonction pn

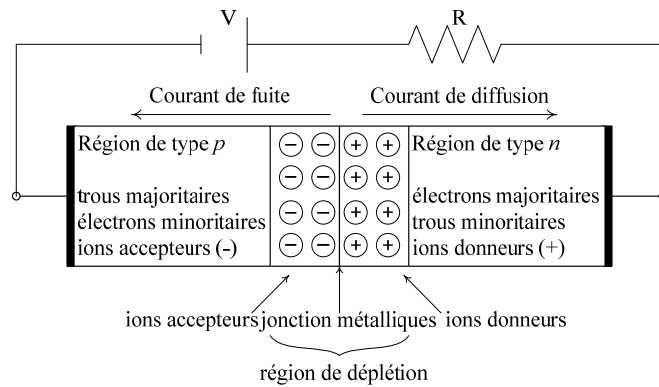


Figure 2.13 : Jonction pn de la diode polarisée inverse

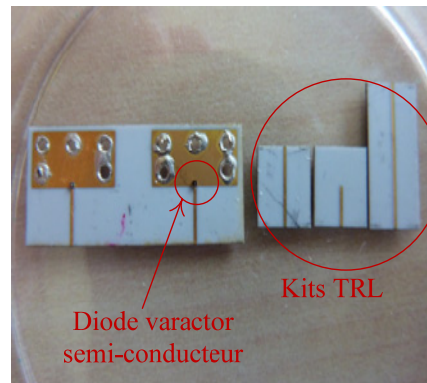


Figure 2.14 : Photographie de la varactor semiconducteur MSV34,075 et du kit de calibration TRL

de la tension externe DC appliquée entre l'anode et la cathode. La diode varactor peut être polarisée de façon directe, c'est-à-dire avec une différence de potentiel positif entre l'anode et la cathode, ou de façon inverse par une différence de potentiel négatif entre l'anode et la cathode. Dans le cadre de ce travail, la diode varactor sera polarisée de façon inverse puisque suivant ses caractéristiques courant-tension et capacitance-tension, elle présente une large plage de variation de capacitances avec un courant de diffusion et de fuites minimales. La Figure 2.13 illustre les différentes régions de la jonction pn d'une diode polarisée inverse.

Comme dans le cas des varactors BST décrits au chapitre 1, la diode varactor MSV34,075 a été mesurée et modélisée afin d'extraire le modèle de circuit équivalent. Le kit de calibration TRL et un échantillon monté sur un substrat d'alumine, sont présentés à la Figure 2.14. La Figure 2.15 présente le modèle circuit équivalent extrait à partir du simulateur ADS. Il est composé d'un modèle non-linéaire SPICE, d'une inductance (L_s) et d'une capacité (C_p). L'inductance L_s permet de modéliser le fil (wirebond) de connexion de l'anode vers la ligne de transmission microruban d'impédance 50Ω . La capacité C_p représente l'espace entre le pad connecté à la masse et la ligne conductrice. Afin de valider le modèle SPICE de la diode

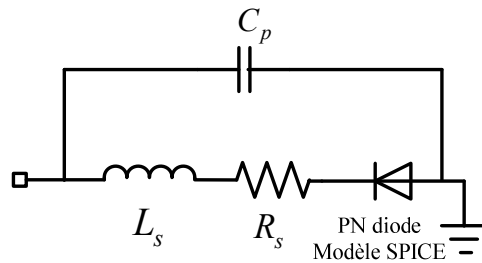


Figure 2.15 : Modèle circuit équivalent SPICE issue de la caractérisation de la varactor MSV34,075

semiconducteur, nous avons mesuré les paramètres S_{11} un port de la varactor à différentes tensions de polarisation allant de - 30 à 0 volts, puis nous avons comparé les valeurs à celles obtenues à partir du modèle SPICE. La description des paramètres du modèle SPICE (ANTOGNETTI and al, 1993) sont illustrés comme :

I_s	Courant de saturation
N	Coefficient d'émission
C_{j0}	Capacitance de jonction à 0 volt

V_j	Tension de jonction
M	Coefficient de rugosité
B_v	Tension de claquage inverse
I_{bv}	Courant correspondant à B_v
R_s	Résistance ohmique de la zone de déplétion

Le Tableau 2.3 présente les paramètres des éléments parasites (R_s , L_s et C_p) et les valeurs des paramètres du modèle SPICE fournies par le fabricant.

Tableau 2.3 : valeurs des paramètres du modèle SPICE caractérisant la varactor MSV34,075		
Paramètres	Unités	Valeurs
I_s	A	1e-12
N		1.65
C_{j0}	pF	4
V_j	V	0.6
M		0.45
B_v	V	30
I_{bv}	A	10e-6
L_s	nH	0.1
C_p	pF	0.02
R_s	Ω	1.1

La Figure 2.16 présente la partie réelle et imaginaire de la capacitance complexe de la varactor semiconducteur en fonction de la tension de polarisation, obtenues en utilisant les équations (1.3) – (1.7) du chapitre 1 et les paramètres S_{11} mesurés. La partie réelle représente la capacitance exprimée en pF, tandis que la partie imaginaire représente les pertes liées au courant de diffusion et de fuite entre la jonction p et n .

Les courbes montrent que la capacitance varie de 0.7 à 4 pF sur une plage de tension de polarisation ($|V_b|$) de 30 à 0 volts, soit un pourcentage d'accordabilité capacitive de 82.5% selon l'équation (1.26). La variation de la capacitance mesurée correspond bien à celle prédite par le modèle SPICE. Par contre la courbe représentant les pertes montre qu'elles augmentent lorsque la

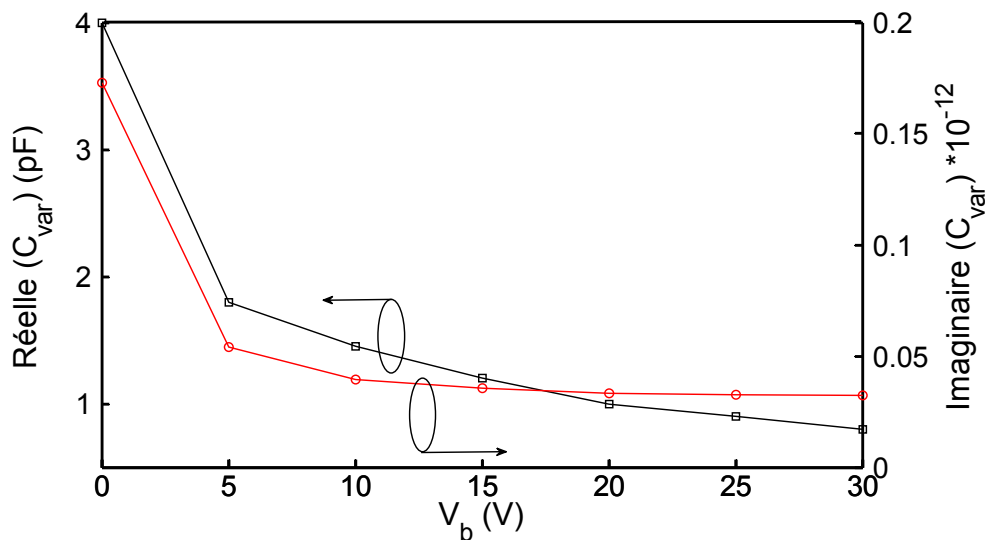


Figure 2.16 : Partie réelle et imaginaire de la capacitance mesurée de la varactor semiconducteur MSV34,075 à différentes tensions de polarisation V_b .

valeur de la tension appliquée, en absolue, diminue. Ceci s'explique par le fait que le courant de diffusion circulant entre la jonction p et n augmente lorsque la zone de déplétion diminue avec la tension de polarisation. La courbe montre aussi que la non-linéarité de la diode varactor

augmente lorsque la tension diminue. Nous pouvons conclure de cette modélisation de la diode varactor que les performances (pertes d'insertion et distorsion IIP3) des composantes RF reconfigurables, utilisant les diodes varactors, se dégraderont au fur et à mesure que la tension de polarisation diminuera.

Après avoir caractérisé et modélisé la diode varactor semiconducteur et la varactor BST dans le chapitre 1, nous avons réalisé deux coupleurs multi-bandes reconfigurables, l'un composé de varactors semiconducteur et l'autre de varactors BST. Le but est de comparer leurs performances en terme du pourcentage d'accordabilité fréquentielle, de la perte d'insertion et de distorsion non-linéaire (IIP3). Le premier coupleur est composé de quatre diodes varactors semiconducteur MSV34,075, tandis que le second utilise quatre varactors BST de longueur $l_f = 60 \mu\text{m}$ obtenues de la gaufre d'alumine présentée à la Figure 1.3. Les varactors présentent des pourcentages d'accordabilité capacitive de 82.5% (0.7 à 4 pF) pour la varactor semiconducteur et 50 % (1 à 2 pF) pour la varactor BST. La Figure 2.17 présente des photographies des deux coupleurs fabriqués sur un substrat d'alumine de permittivité 9.8 et d'épaisseur de 0.635 mm. Les coupleurs sont réalisés suivant la topologie présentée à la Figure 2.7 et avec les dimensions illustrées au Tableau 2.2. En utilisant les trous métallisés dans le substrat, nous avons connecté un côté des varactors au plan de masse et l'autre côté à la ligne de transmission microruban d'impédance Z_{3m} par l'intermédiaire d'un fil d'or (wirebond). Les varactors sont attachées sur le substrat par une couche de polymère conductrice en argent.

Afin de mesurer les paramètres S des différents coupleurs, nous avons effectué une calibration deux ports SOLT de l'analyseur de réseau (VNA) Anritsu 37397. Les varactors sont polarisées simultanément par une seule source de tension DC connectée sur un port DC de

l'analyseur. Les Figure 2.18 à Figure 2.23 présentent les paramètres S mesurés des deux coupleurs pour différentes tensions de polarisation. Les coefficients de réflexion (S_{11}) et

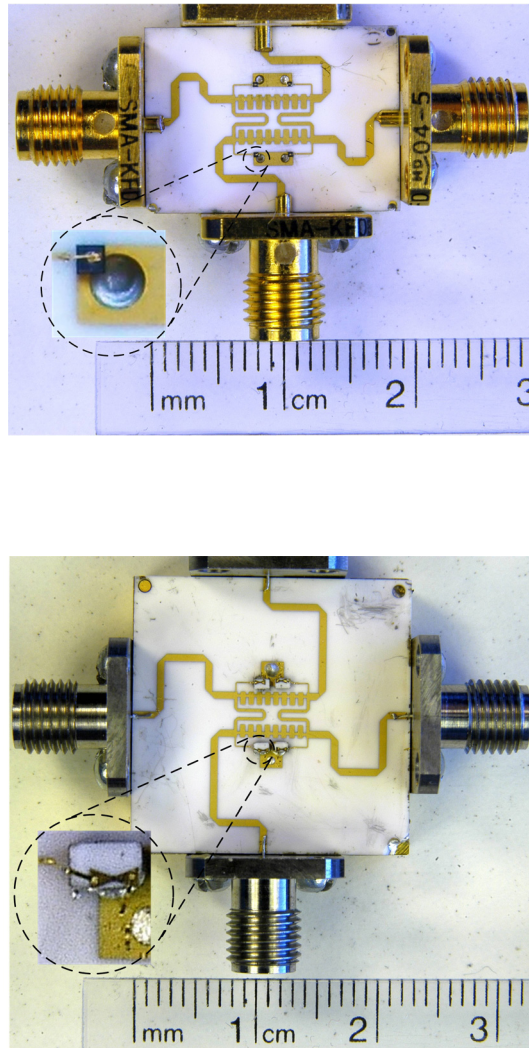


Figure 2.17 : Photographie des coupleurs hybrides accordables avec les varactors semiconducteur (dessus) et varactors BST (dessous)

d'isolation (S_{41}) sont présentés à la Figure 2.18 et Figure 2.19, tandis que les Figure 2.20 et Figure 2.21 montrent les pertes d'insertion (S_{21} et S_{31}) aux ports 2 et 3. Les différences de phase entre les ports 2 et 3 sont représentées aux Figure 2.22 et Figure 2.23. On observe des ces

courbes que l'adaptation et les pertes d'insertion des deux coupleurs se détériorent au fur et à mesure que la tension diminue. Cette détérioration des performances des coupleurs est due à deux facteurs : le premier étant l'accroissement des pertes des diodes varactors (semiconducteur et BST) lorsque la tension de polarisation diminue, tandis que le second facteur est la désadaptation des ports d'entrée des coupleurs lorsque la capacitance augmente. Les pertes d'insertion des deux coupleurs multi-bande varient entre -3 et -5 dB sur les deux bandes de fréquences d'opération accordables. La Figure 2.22 présente des différences de phase ($\angle S_{21} - \angle S_{31}$) de 90° et 270° (multiple de 90°) pour les bandes d'opération inférieure et supérieure du coupleur constitué avec des varactors semiconducteur. Tandis que la Figure 2.23 présente une variation de différence de phase de $90^\circ \pm 5^\circ$ aux deux bandes de fréquences d'opération pour le coupleur constitué de varactors BST.

Le coupleur multi-bande composé de diodes varactors semiconducteur présente une accordabilité fréquentielle de 45.9 % et 5.2%, correspondant à une variation des fréquences centrales d'opération inférieur et supérieur de 1.7 à 2.715 GHz et de 5.7 à 6 GHz. Le coupleur multi-bande contrôlable par des varactors BST montre une accordabilité fréquentielle de 29.2 % et 4.3 %, correspondant à une variation des fréquences centrales d'opération de 1.9 à 2.55 GHz et de 5.4 à 5.7 GHz. La différence de pourcentage d'accordabilité fréquentielle entre les deux coupleurs est attribuable au meilleur pourcentage d'accordabilité capacitive de la diode varactor semiconducteur (82.5%) par rapport celle de la varactor BST (50%).

Le problème de la linéarité des deux coupleurs a été investigué par la technique de test deux-fréquences. La description de cette méthode de mesure est bien décrite en Annexe 2. La différence entre la puissance de sortie à différentes fréquences fondamentales (f_{op}) et la puissance du produit d'intermodulation d'ordre 3 (IMD3) est présentée au Tableau 2.4. Dans ce tableau,

des tensions de 3 et 15 volts sont définies au coupleur composé de diodes varactors semiconducteur, tandis que le coupleur constitué de varactors BST est polarisé avec des tensions de 0 et 20 volts.

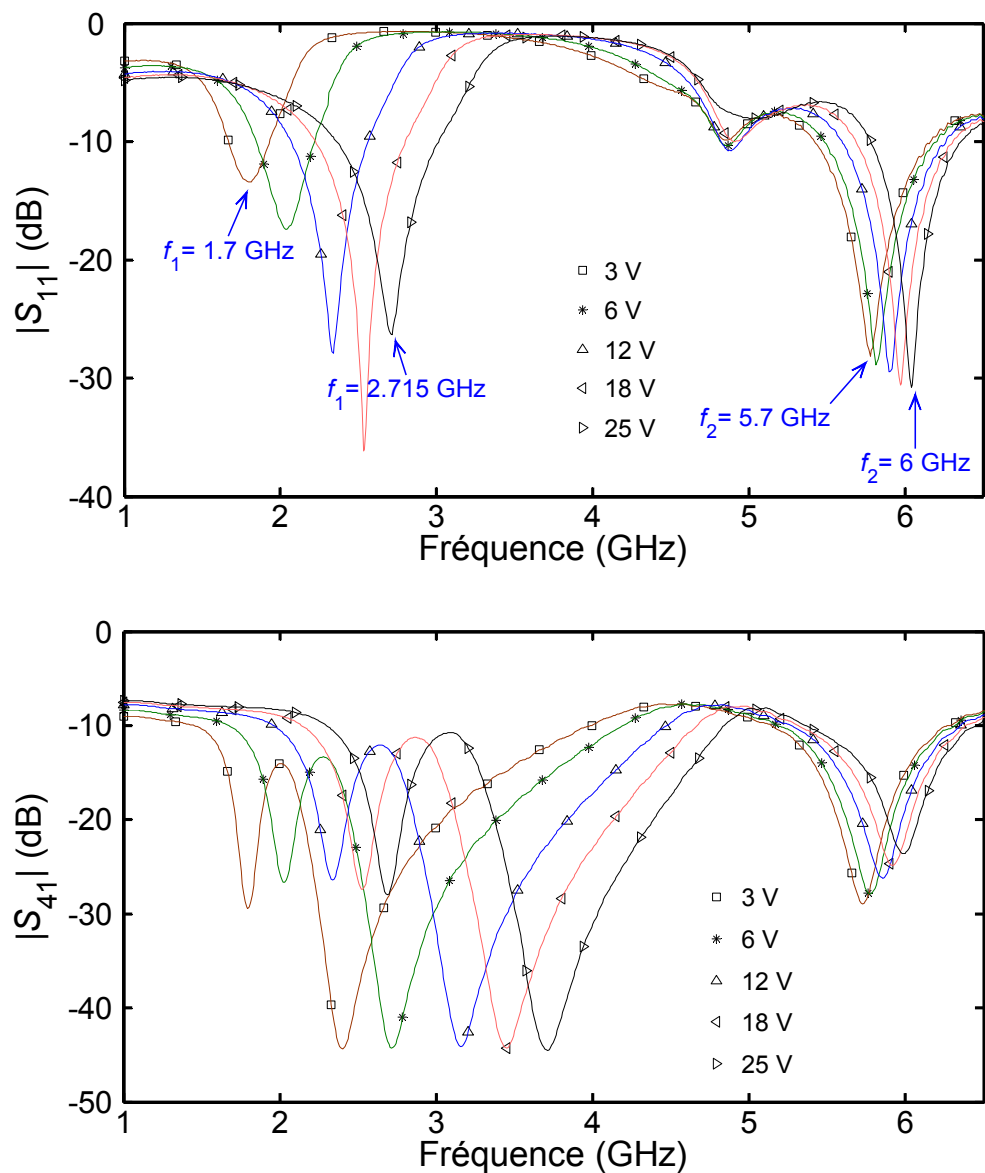


Figure 2.18 : Paramètres S_{11} (dessus) et S_{41} (dessous) mesurés du coupleur hybride accordable avec des varactors semiconducteur

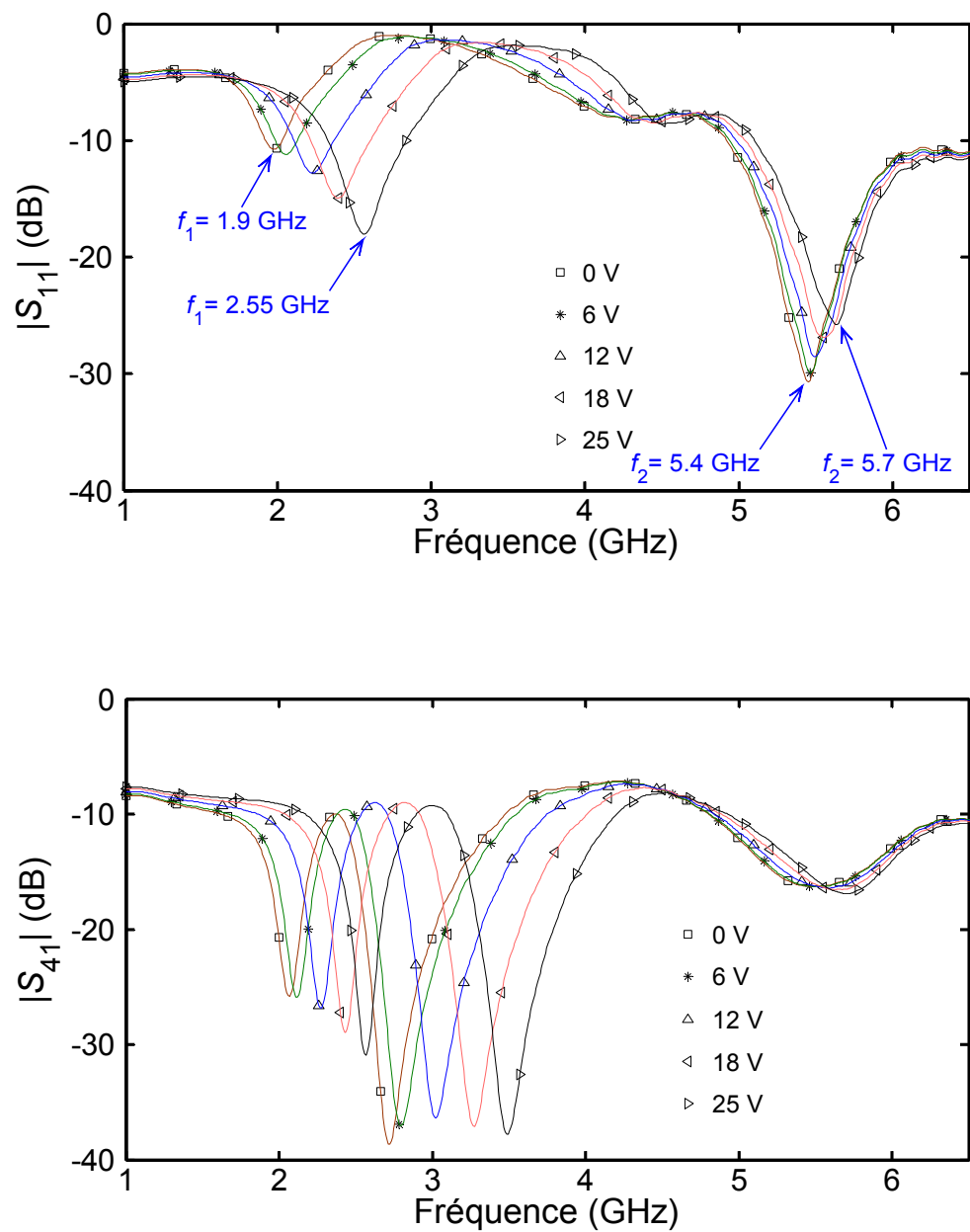


Figure 2.19 : Paramètres S_{11} (dessus) et S_{41} (dessous) mesurés du coupleur hybride accordable avec des varactors BST

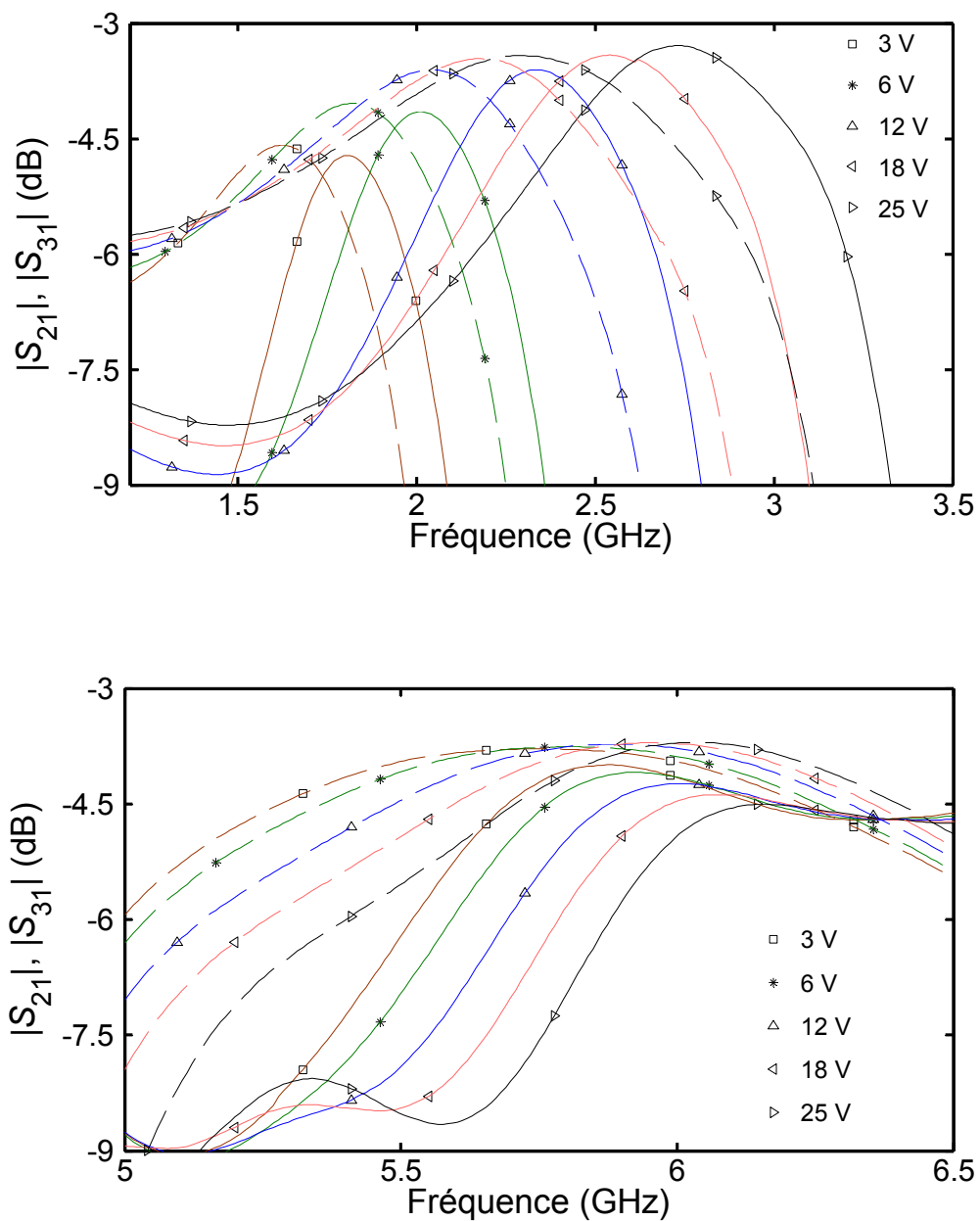


Figure 2.20 : Paramètres S_{21} et S_{31} mesurés aux bandes de fréquences inférieur (dessus) et supérieur (dessous) du coupleur hybride accordable avec des varactors semiconducteur

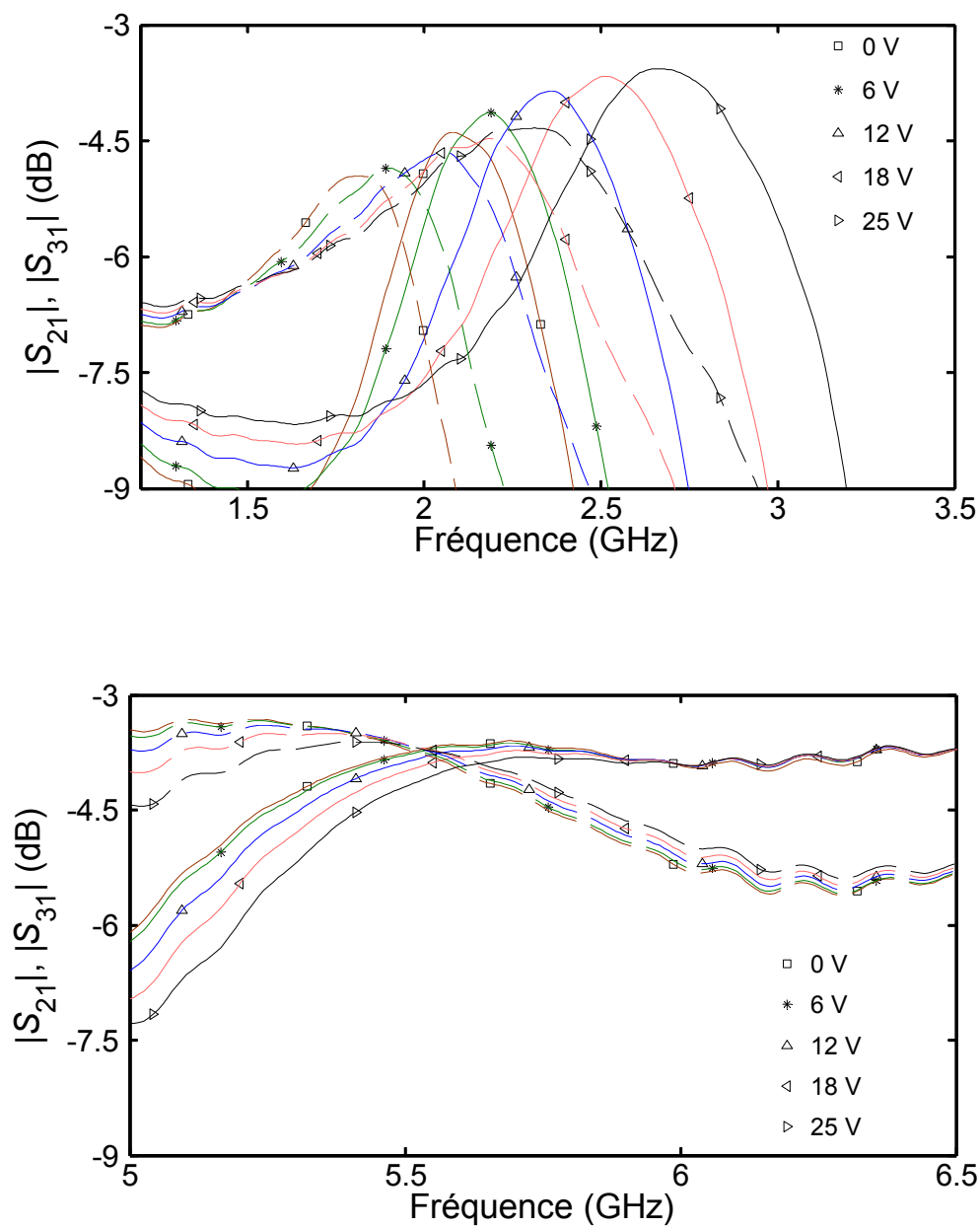


Figure 2.21 : Paramètres S_{21} et S_{31} mesurés aux bandes de fréquences inférieur (dessus) et supérieur (dessous) du coupleur hybride accordable avec des varactors BST

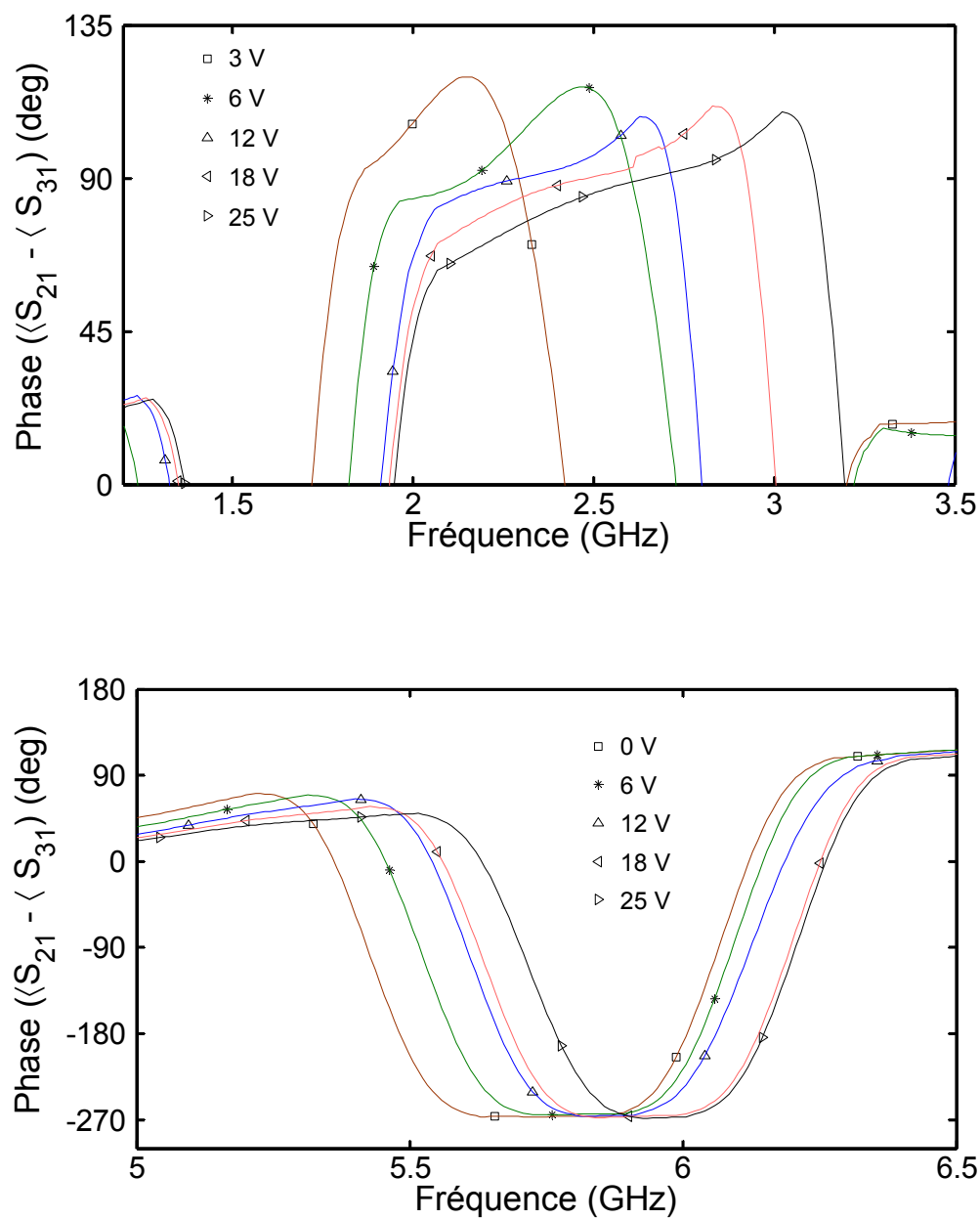


Figure 2.22 : Différence de phase ($S_{21}-S_{31}$) mesurée aux bandes de fréquences inférieur (dessus) et supérieur (dessous) du coupleur hybride accordable avec des varactors semiconducteur

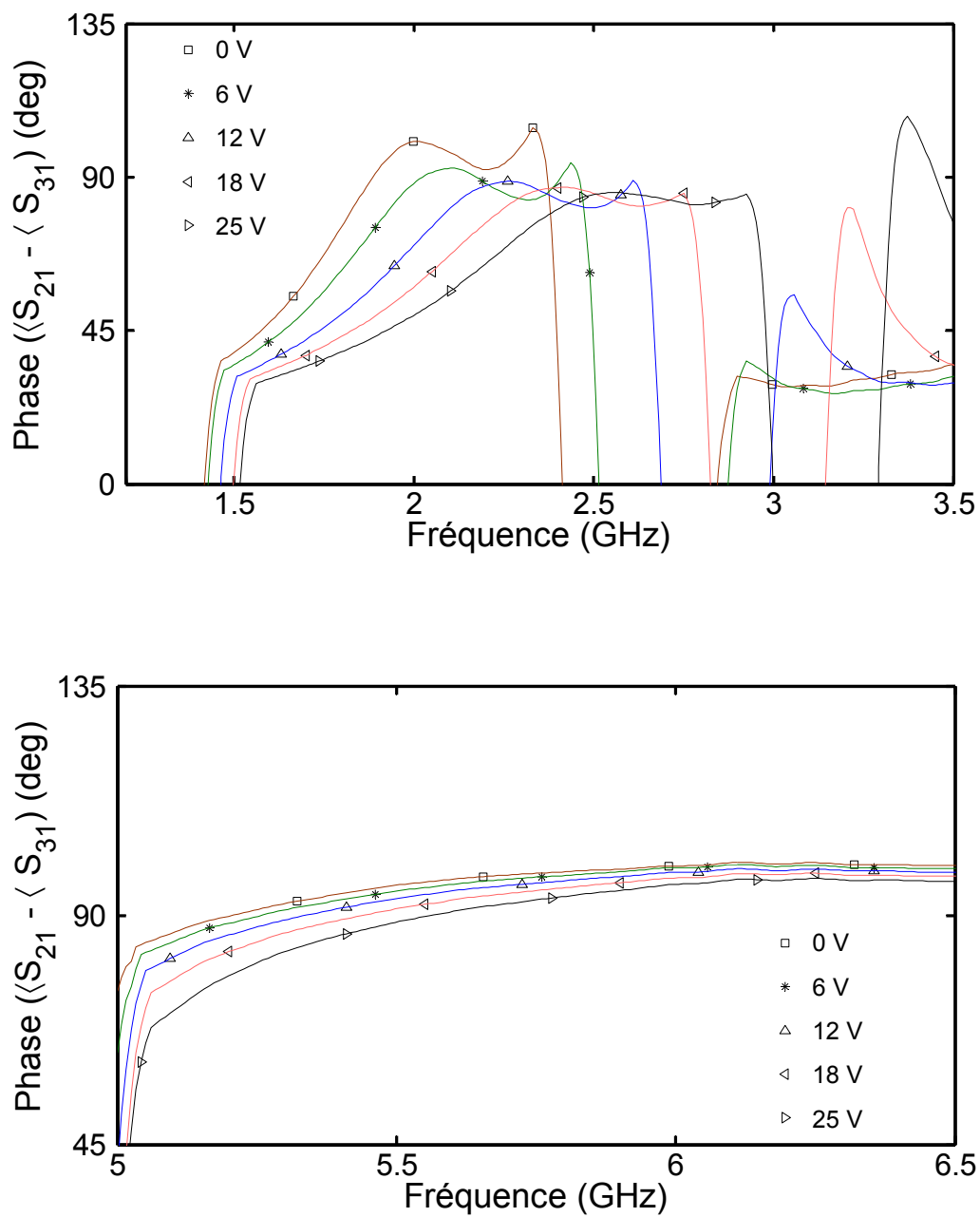


Figure 2.23 : Différence de phase (S_{21} - S_{31}) mesurée aux bandes de fréquences inférieur (dessus) et supérieur (dessous) du coupleur hybride accordable avec des varactors BST

Ces différentes tensions de polarisation appliquées ont été choisies de manière à faire fonctionner des coupleurs à des fréquences centrales d'opération identiques. Connaissant le niveau de puissance d'entrée de la fondamentale et celui du IMD3 mesuré, nous présentons à la Figure 2.24 les points d'intersections d'ordre 3 (IIP3) des deux coupleurs, en fonction de la tension de polarisation, calculés suivant l'expression

$$IIP3 = P_{in} + \frac{1}{2}(P_{out} - IMD3) \quad 2.25$$

Dans l'équation (2.25), P_{in} et P_{out} représentent les puissances d'entrée et de sortie aux ports des coupleurs.

Tableau 2.4 : Paramètres d'entrées et de sorties du test de non-linéarité des coupleurs multi-bandes contrôlables				
	$f_{op} \pm 0.5\text{MHz}$	$V_b(\text{volt})$	$P_{in} \text{ (dBm)}$	$P_{out}(\text{dBm}) - \text{IMD3 (dBm)}$
Coupler avec semiconducteur	1.8	3	-6.6	-62.81
	2.45	15	-4.4	-68.33
Coupler avec BST	1.8	0	-6.3	-63.61
	2.45	20	-3.26	-74.06

Les courbes de la Figure 2.24 montrent une meilleure linéarité des coupleurs lorsque la tension de polarisation augmente ou la capacitance des varactors diminue. Par contre, nous observons que le coupleur hybride contrôlable avec les varactors BST présente une meilleure linéarité que celui avec des varactors semiconducteur. Le coupleur avec varactors BST présente un IIP3 variant de +25.45 et +35 dBm pour des tensions de 0 à 25 volts, tandis que le coupleur composé de

varactors semiconducteur exhibe un IIP3 allant de +11.5 et +34 dBm pour la même plage de tensions de polarisation. Comme prédit par le Tableau 1.1 du chapitre 1, cette étude de linéarité des coupleurs multi-bandes reconfigurables nous permet de conclure que la varactor BST présente une meilleure linéarité que la varactor semiconducteur.

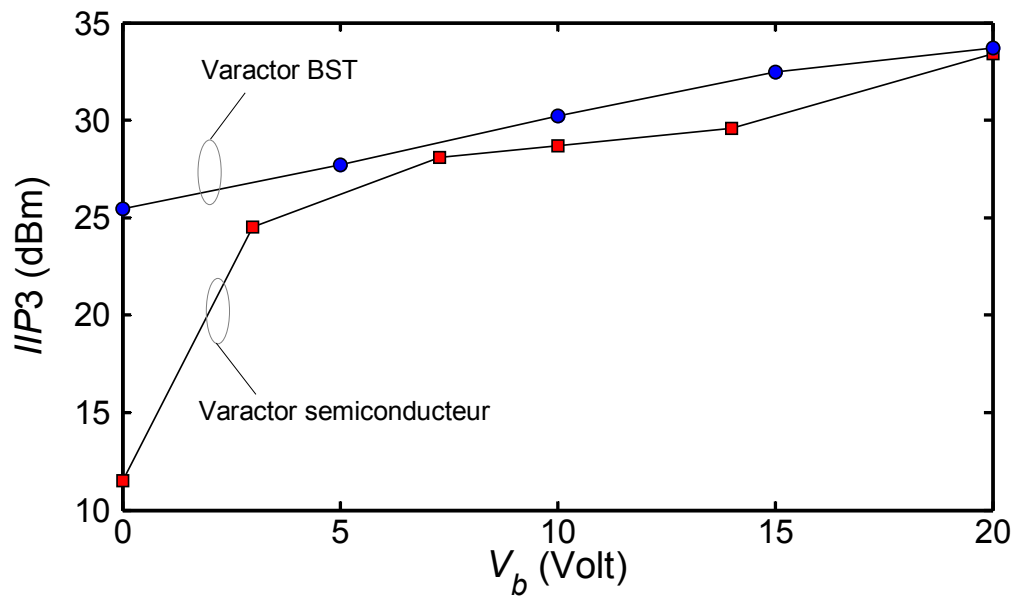


Figure 2.24 : Variation du IIP3 des deux coupleurs hybrides multi-bande contrôlables en fonction de la tension de polarisation des varactors

CHAPITRE 3 FILTRE MULTI-BANDE ET RECONFIGURABLE

3.1 Introduction

Les filtres jouent un rôle important dans plusieurs applications RF/micro-onde. Ils sont utilisés pour sélectionner/rejeter ou séparer/combiner des signaux de différentes fréquences se propageant dans les systèmes et équipements RF/micro-onde. Le spectre électromagnétique est limité et a besoin d'être partagé parmi toutes les nombreuses technologies et applications RF existantes. Les filtres sont utilisés pour sélectionner ou confiner les signaux RF/microonde à l'intérieur d'une limite de spectre assigné. Les technologies émergentes, telles que les communications sans fil, continuent à générer des intérêts pour les filtres micro-ondes avec de plus en plus de contraintes comme des performances supérieures, une taille plus petite, un poids plus léger, et un coût moindre. Dépendamment des besoins et spécifications, les filtres RF/micro-onde peuvent être conçus avec des circuits éléments localisés ou distribués sous forme de structures en lignes de transmission telles que les guide-ondes et les microruban. Les avancées récentes dans les matériaux innovateurs et les technologies de fabrication, incluant les ferroélectriques (BST), les MEMS, les semiconducteurs, les HTS, les LTCC et les MMIC, ont favorisées un développement rapide des filtres microruban et autres.

Un des objectifs de ce chapitre est de décrire la conception et la réalisation de deux filtres passe bandes compacts multifonctionnelles basés sur la technologie microruban. Les deux filtres proposés sont basés sur une topologie de résonateur bimode. Les résonateurs bimode ont été largement utilisés pour réaliser des filtres micro-ondes RF. Nous pouvons citer à ce sujet les travaux réalisés par (HONG AND LANCASTER, 1995), (MANSOUR, 1994) et bien d'autres.

Une caractéristique principale et un avantage de ce type de résonateur se fonde sur le fait que chaque résonateur bimode se comporte comme deux circuits résonants. Par conséquent, le nombre de résonateurs requis pour la conception d'un filtre correspondant à un certain nombre de degrés est réduit de moitié, résultant à une configuration compacte du filtre.

Le premier filtre réalisé est un filtre bimode multi-bande statique aux fréquences centrales d'opération de 5.2 et 5.8 GHz. Par la suite, nous présenterons une version reconfigurable du filtre bimodes passe bande basée sur des diodes varactors semiconducteur qui fonctionne de la bande GSM à la bande ISM (1.9 à 2.45 GHz).

3.2 Filtre bimode multi-bande multicouche

La technique utilisée pour réaliser le filtre bimode multi-bande repose sur la conception individuelle de deux filtres bimode très sélectifs, l'un opérant dans la bande 5.2 GHz et l'autre de 5.8 GHz, afin de les combiner pour générer les deux bandes passantes requises. Dû à la proximité des deux bandes de fréquences de conception, les deux filtres doivent présenter une réponse fréquentielle sélective de manière à ce que chacune d'elle présente un taux de réjection élevé à la bande de fréquence non désirée, soit à 5.8 GHz pour le filtre conçu à 5.2 GHz et à 5.2 GHz pour celui fonctionnant à 5.8 GHz. Le substrat RT/duroid 6010 de la compagnie Rogers est utilisé pour la conception du filtre, grâce à sa haute permittivité pour la miniaturisation des circuits.

3.2.1 Filtres bimodes très sélectifs

Nous allons d'abord faire un bref rappel sur la distribution des champs électromagnétiques dans un résonateur bimode avant de passer à la méthodologie de conception des deux filtres bimodes sélectifs. La Figure 3.1 présente une vue en deux et trois dimensions d'un résonateur microruban de forme carrée supporté par un substrat quelconque. Le résonateur possède une longueur et une largeur de dimension a suivant l'axe des X et Y, et une hauteur de substrat h orientée suivant l'axe Z. Étant donné que la hauteur du substrat est très petite par rapport aux dimensions du résonateur ($h \ll a$), les champs à travers la bordure du résonateur sont considérés comme nuls, résultant à un champ électrique presque normal à la surface du résonateur. Par conséquent nous pouvons considérer que la distribution des champs électriques et magnétiques à l'intérieur de la cavité suit une configuration TM^z . En se basant sur cette hypothèse, les murs de la cavité aux plans XY pour Z égale 0 et h sont considérés comme parfaitement électriques (MEP), tandis que les quatre autres côtés de la cavité sont modélisés comme des murs parfaitement magnétiques (MMP). Les expressions décrivant la distribution des champs électriques et magnétiques à l'intérieur et aux frontières de la cavité résonante sont données par (BALANIS, pp. 739):

$$E_x(z = 0, 0 \leq x \leq a, 0 \leq y \leq a) = E_x(z = h, 0 \leq x \leq a, 0 \leq y \leq a) = 0 \quad 3.1$$

$$H_y(x = 0, 0 \leq y \leq a, 0 \leq z \leq h) = H_y(x = a, 0 \leq y \leq a, 0 \leq z \leq h) = 0 \quad 3.2$$

$$H_x(y = 0, 0 \leq x \leq a, 0 \leq z \leq h) = H_x(y = a, 0 \leq x \leq a, 0 \leq z \leq h) = 0 \quad 3.31$$

$$H_z = 0 \quad 3.4$$

$$E_z = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{a}y\right) \quad 3.5$$

$$H_x = \left(\frac{j\omega\epsilon_{eff}}{k_c^2}\right) \left(\frac{\partial E_z}{\partial y}\right) \quad 3.6$$

$$H_y = -\left(\frac{j\omega\epsilon_{eff}}{k_c^2}\right)\left(\frac{\partial E_z}{\partial x}\right) \quad 3.7$$

$$k_c^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 \quad 3.8$$

Dans ces équations, les indices m et n permettent de spécifier les différents modes TM_{mn0}^z se propageant dans la cavité, et k_c la constante de propagation. A_{mn} représente les amplitudes des modes, ω indique la fréquence angulaire et ϵ_{eff} est la permittivité effective du diélectrique. Nous présentons aussi à la Figure 3.1 la distribution du champ électrique E_z , pour les modes TM_{100}^z et TM_{010}^z .

Suivant l'équation (3.8), la fréquence de résonance des modes se propageant à l'intérieur de la cavité est donnée par :

$$f_{mn0} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon_{eff}}}\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2} \quad 3.9$$

La fréquence de résonance des deux premiers modes TM_{100}^z et TM_{010}^z est donné par l'expression

$$f_{100} = f_{010} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon_{eff}}} \quad 3.10$$

Les équations (3.6) et (3.7) montrent que les champs magnétiques suivant la direction de l'axe des X et l'axe des Y, associés aux modes TM_{100}^z et TM_{010}^z , sont orthogonaux.

Nous pouvons conclure de cette analyse qu'un résonateur microruban de forme carrée comporte deux modes (TM_{100}^z et TM_{010}^z) résonnant à une même fréquence fondamentale. Afin de coupler ces modes, il est nécessaire d'introduire une perturbation à un angle de 45° par rapport aux axes

X et Y du résonateur comme l'illustre la Figure 3.1, de manière à ce que les deux modes couplés magnétiquement fonctionnent comme deux résonateurs couplés.

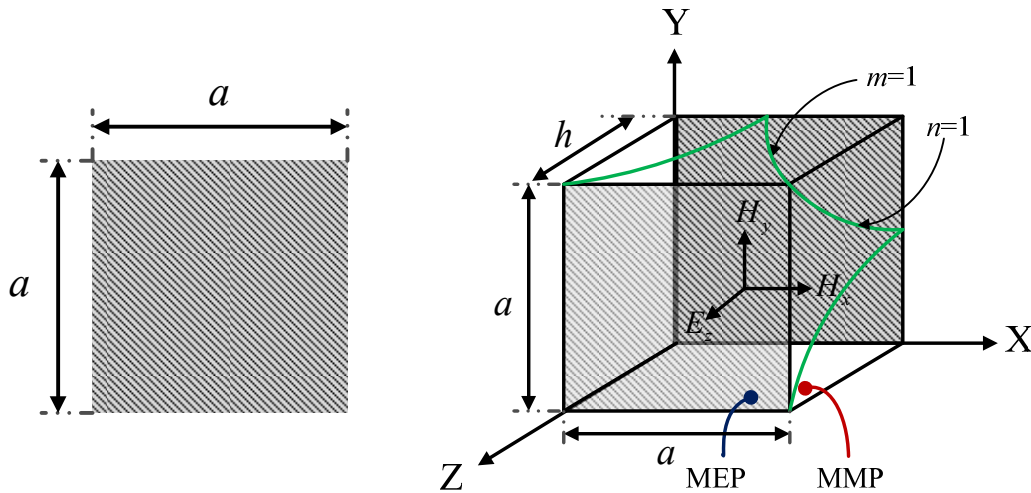


Figure 3.1 : Résonateur microruban (vue du dessus à gauche) et un modèle équivalent en forme de cavité résonante à droite

La réalisation des filtres passe bande sélectifs énoncées dans la section introduction de ce chapitre commence par la conception d'un filtre bimode deux pôles (HONG and al, 1995) dont la topologie, les différents paramètres physiques, et un modèle circuit équivalent sont présentés à la Figure 3.2. Il est composé d'un résonateur bimode sur lequel est attaché une petite perturbation (pxp) qui permet de coupler les deux modes dégénérés TM_{100}^z et TM_{010}^z . Le résonateur est excité en entrée et en sortie par un couplage capacitif. Dans le modèle circuit équivalent, nous avons représenté les modes résonants (TM_{100}^z et TM_{010}^z) et la perturbation (pxp) par deux circuits LC série et un coefficient de couplage direct M_{12} . Le coefficient $M_{i/o}$ représente le couplage croisé entre le port d'entrée et de sortie du filtre qui est à l'origine de l'apparition d'une paire de zéros

de transmission autour de la bande passante du filtre. Puisque le résonateur bimode est équivalent à deux circuits résonants, la connaissance du coefficient de couplage entre les deux modes est essentielle pour la conception du filtre.

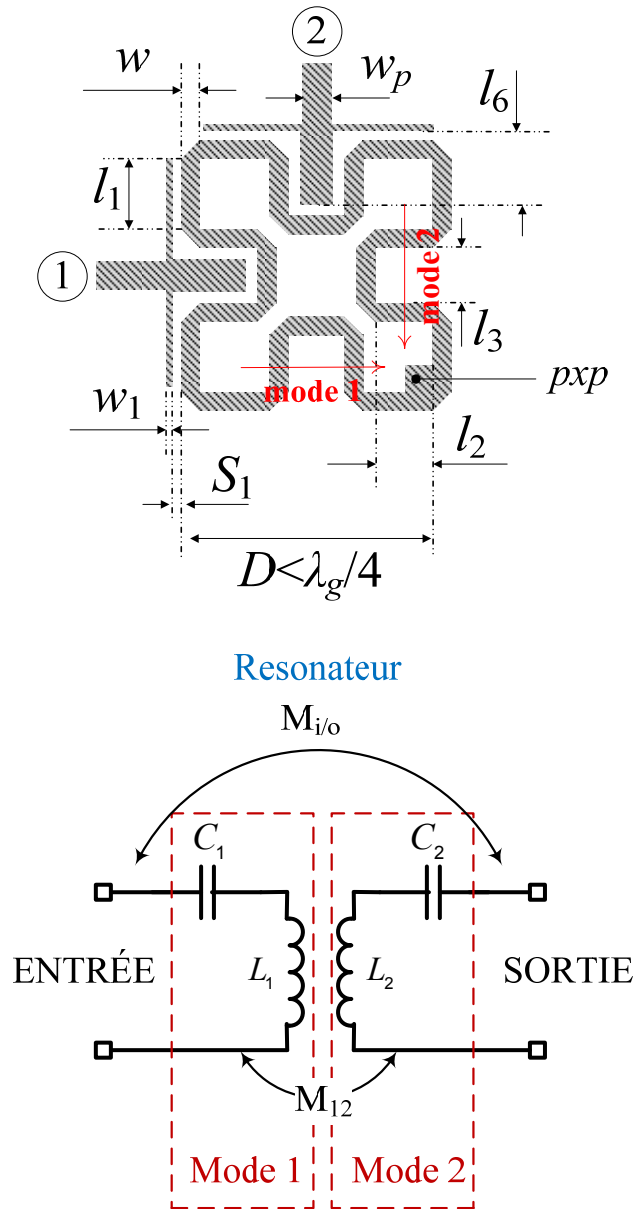


Figure 3.2 : Filtre bimode conventionnel deux pôles (dessus), et modèle circuit équivalent (dessous)

Le coefficient de couplage M_{12} en fonction de la perturbation p présenté à la Figure 3.3 est obtenu par simulation EM à partir du logiciel ADS. Le coefficient de couplage M_{12} est donné par l'expression :

$$M_{12} = \left| \frac{f_{100}^2 - f_{010}^2}{f_{100}^2 + f_{010}^2} \right| \quad 3.11$$

Dans l'équation (3.11), f_{100} et f_{010} représentent les fréquences de résonances des modes TM_{100}^z et TM_{010}^z comme définit à l'équation (3.10). Nous présentons aussi à La Figure 3.3 l'analyse de la perte d'insertion (S_{21}) du filtre en fonction de la perturbation de taille p . Le substrat RT/duroid 6010 a une permittivité relative est de $\epsilon_r = 10.2$ et une épaisseur de 0.635 mm. Les dimensions géométriques

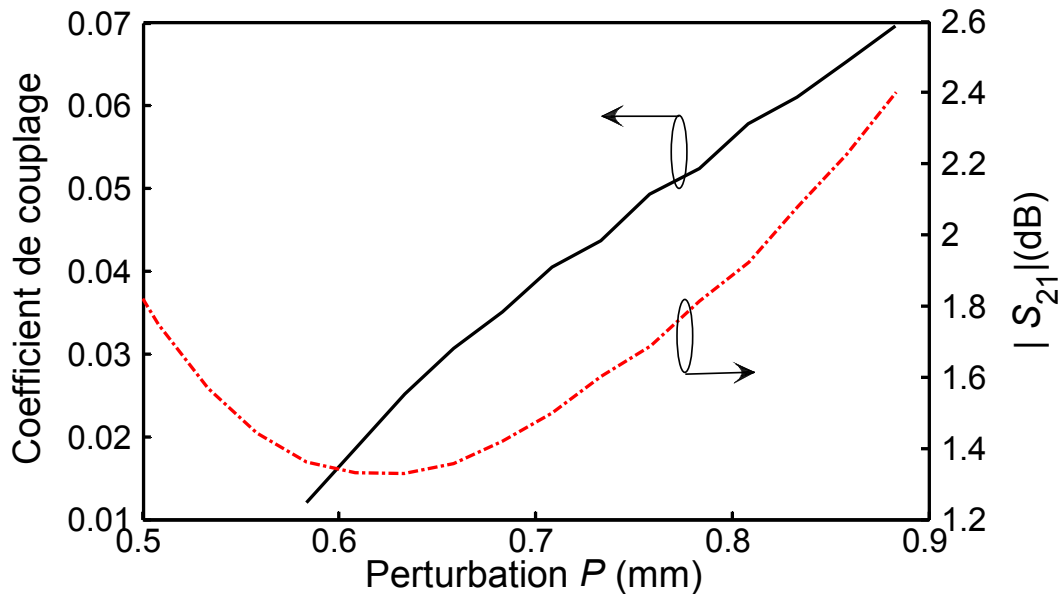


Figure 3.3 : Perte d'insertion S_{21} (dB) simulé du filtre deux pôles, et coefficient de couplage entre les modes TM_{100} et TM_{010} en fonction de la perturbation p

du filtre bimode d'ordre deux, exprimées par les paramètres physiques du filtre représenté à la Figure 3.2, sont données par $w_p = 0.56$ mm, $w_1 = 0.16$ mm, $w = 0.3$ mm, $l_1 = 1.158$ mm, $l_2 = 0.933$ mm, $l_3 = 0.75$ mm, $l_6 = 1.24$ mm, $s_1 = 0.1524$ mm. On remarque que la séparation entre les fréquences de résonance des modes dégénérés augmente de façon linéaire avec la perturbation p , ce qui signifie une augmentation ou diminution de la largeur de bande du filtre en fonction de p . D'autre part, les courbes nous montrent que la perte d'insertion du filtre à un minimum de 1.35 dB pour une valeur de $p = 0.65$ mm. Ce minimum de perte d'insertion est principalement attribuable à la perte diélectrique du substrat d'une valeur de 0.0023.

La sélectivité ou degré de réjection d'un filtre RF peut être amélioré en utilisant soit un nombre élevé de résonateurs, soit par la technique de couplage croisé entre résonateurs non-adjacents. La combinaison de ces deux méthodes est utilisée pour concevoir le filtre passe bande bimode sélectif dont la topologie est présentée à la

Figure 3.4. Afin de mieux comprendre le principe de fonctionnement du filtre, nous avons aussi représenté son modèle circuit équivalent. Il s'agit d'un filtre passe bande d'ordre quatre puisqu'il est composé de deux résonateurs bimode identiques à celui de la Figure 3.2. Les coefficients M_{12} et M_{34} représentent les couplages mutuels directs entre les modes résonants 1 et 2 du premier résonateur et les modes résonants 3 et 4 du deuxième résonateur, dus à la perturbation p . Le coefficient M_{23} , représentant le couplage direct entre les modes 2 et 3 des différents résonateurs, est obtenu en connectant les deux résonateurs bimode à travers la branche de ligne microruban représentée par la variable $2l_4 + l_5$. Les coefficients M_{13} , M_{24} représentent les couplages croisés entre les modes non-adjacents 1 et 3, et les modes 2 et 4, tandis que le coefficient M_{14} montre le couplage croisé entre les modes 1 et 4. La configuration du filtre passe

bande sélectif est réalisée de manière à ce que les couplages M_{12} et M_{13} , M_{34} et M_{24} , et les couplages M_{23} et M_{14} présentent des signes opposés. Ceci résulte en

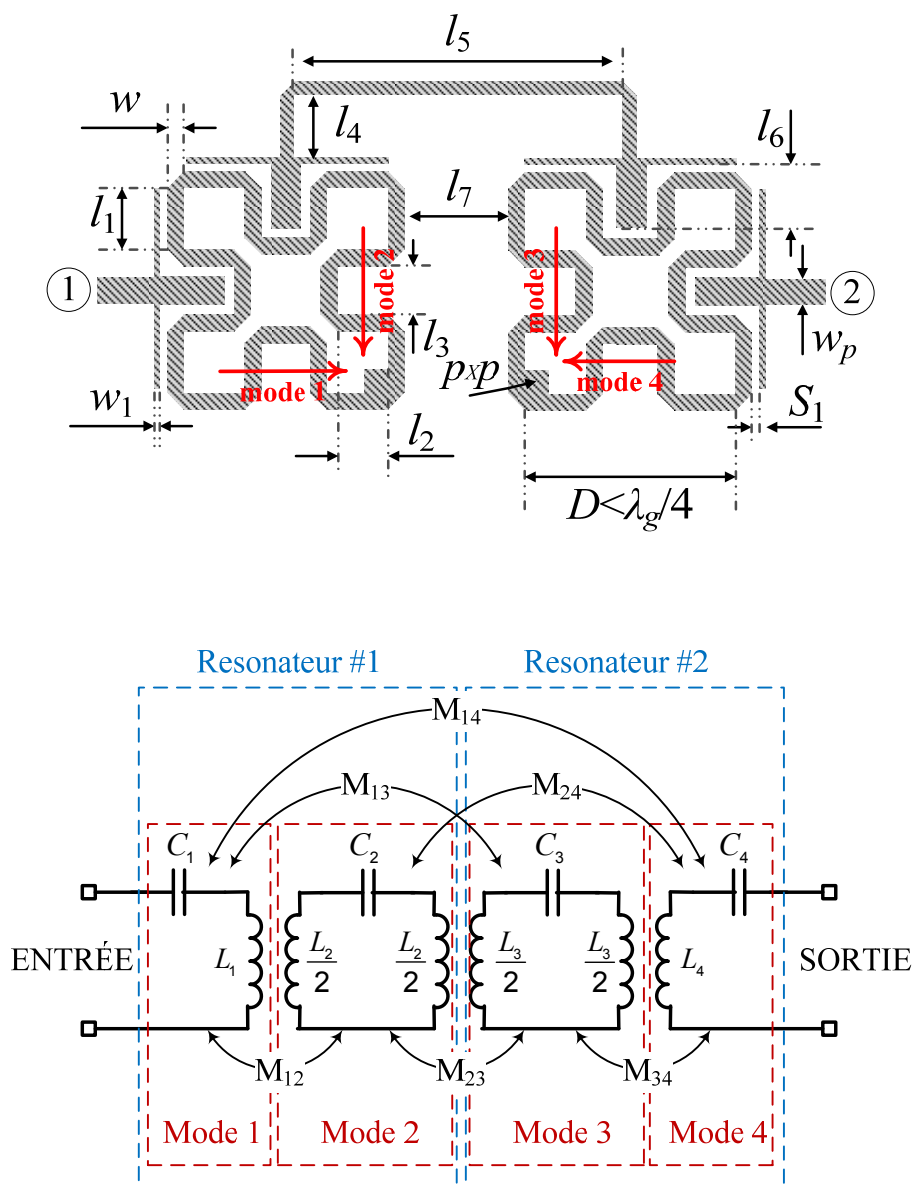


Figure 3.4 : Filtre bimodes quatre pôles quasi-elliptiques (dessus) et modèle circuit équivalent (dessous)

une réponse fréquentielle du filtre hautement sélective, composée de deux paires de zéros de transmissions à fréquences finies, situées autour de la bande passante. La représentation matricielle générale de couplage du filtre proposé s'exprime sous la forme :

$$[m] = \begin{bmatrix} 0 & M_{12} & M_{13} & M_{14} \\ M_{21} & 0 & M_{23} & M_{24} \\ M_{31} & M_{32} & 0 & M_{34} \\ M_{41} & M_{42} & M_{43} & 0 \end{bmatrix} \quad 3.12$$

Puisque les deux résonateurs bimodes sont identiques et que la structure du filtre de la Figure 3.4 est symétrique, les relations entre les différents coefficients de couplages sont définies comme : $M_{12} = M_{34}$, $M_{13} = M_{24}$, $M_{13} = -M_{12}$, $M_{24} = -M_{34}$, $M_{14} = -M_{23}$.

Les différents coefficients de couplages du filtre d'ordre quatre sont obtenus par simulation EM à partir du logiciel ADS momentum et de l'équation (3.11). Le substrat utilisé et les dimensions physiques des résonateurs sont identiques à celles du filtre d'ordre deux de la Figure 3.2, avec les longueurs physique $l_4 = 1.6$ mm et $l_5 = 5$ mm. Afin de montrer le degré de sélectivité du filtre proposé, nous présentons à la Figure 3.5 la réponse fréquentielle de la perte d'insertion (S_{21}) des filtres passe bande d'ordre deux et quatre, à la fréquence centrale d'opération $f_0 = 5.8$ GHz, obtenue par simulation EM à l'aide de ADS. Le filtre passe bande d'ordre deux présente une réponse de type elliptique, avec deux zéros de transmissions localisés aux fréquences 5.22 GHz et 6.75 GHz. Sa bande passante fractionnelle (*FBW*) obtenue à 3 dB de perte d'insertion est de 5.6% suivant l'expression

$$FBW = \frac{f_1 - f_2}{f_0} \times 100 \quad \text{avec} \quad f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2} \quad 3.13$$

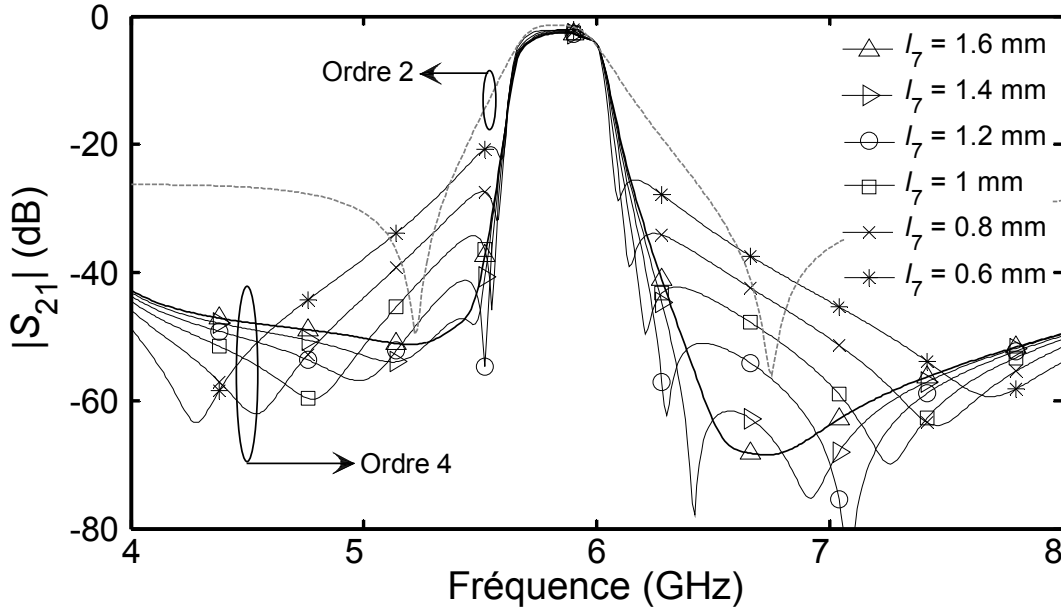


Figure 3.5 : Réponse fréquentielle S_{21} (dB) obtenue par simulation EM du filtre bimodes d'ordre deux et d'ordre quatre pour différentes valeurs de l_7 .

Dans l'équation (3.13) f_1 et f_2 représentent les fréquences autour de $f_0 = 5.8$ GHz correspondant à une perte d'insertion du filtre de 3 dB.

La Figure 3.5 présente aussi la réponse fréquentielle du filtre passe bande d'ordre quatre pour différentes valeurs de la taille d'espace l_7 et avec une longueur constante de $2l_4 + l_5 = 8.2$ mm. Les courbes montrent clairement une meilleure sélectivité pour le filtre d'ordre quatre avec deux paires de zéros de transmissions situées autour de la bande passante. On observe que les zéros de transmissions situés plus proches de la bordure de la bande se déplacent vers l'intérieur de la bande passante du filtre lorsque l'espace l_7 décroît, tandis que ceux situés plus à l'extérieur de la bande, s'éloignent de la bande passante. Le filtre passe bande sélectif proposé présente une caractéristique quasi-elliptique pour les valeurs de $l_7 \leq 1.6$ mm, et une réponse elliptique avec seulement deux zéros de transmissions pour des valeurs de $l_7 > 1.6$ mm. L'annulation d'une paire de zéros de transmissions est due à la diminution du coefficient de couplage $M_{14} \approx 0$ lorsque

l'espacement l_7 augmente. Ces résultats montrent que les différentes paires de zéros de transmissions du filtre passe bande bimode sont contrôlables en modifiant l'espacement l_7 entre les deux résonateurs bimode.

Comme nous l'avons mentionné précédemment, l'objectif dans cette sous-section est de concevoir deux filtres passe bande sélectifs, l'un opérant à la fréquence centrale d'opération de 5.2 GHz et l'autre à 5.8 GHz, dans le but d'obtenir une intégration multicouche qui permettra de réaliser un filtre multi-bande. La procédure de conception du filtre sélectif d'ordre quatre à la fréquence centrale d'opération 5.2 GHz est identique à celle utilisée pour réaliser le filtre opérant à 5.8 GHz. Les valeurs des paramètres géométriques optimaux du filtre à 5.2 GHz sont obtenues à l'aide du logiciel ADS et sont données par : $w_p = 0.56$ mm, $w_1 = 0.16$ mm, $w = 0.3$ mm, $l_1 = 1.27$ mm, $l_2 = 1.143$ mm, $l_3 = 0.75$ mm, $l_6 = 1.45$ mm, $s_1 = 0.1524$ mm, $l_4 = 1.97$ mm et $l_5 = 5.22$ mm, et $p = 0.6$ mm.

La Figure 3.6 présente les prototypes fabriqués des deux filtres passe bande bimode aux fréquences centrales de 5.2 GHz (gauche) et de 5.8 GHz (droite), ainsi que les réponses fréquentielles de la perte d'insertion (S_{21}) et de l'adaptation (S_{11}) simulées et mesurées. Une meilleure sélectivité des deux filtres a été obtenue pour une valeur optimale de l'espace $l_7 = 1$ mm. Le filtre mesuré à la fréquence centrale d'opération de 5.8 GHz présente une largeur de bande fractionnelle de 6%, et une perte d'insertion minimale de 2.25 dB. Les zéros de transmissions mesurés sont localisés à 4.85, 5.52, 6.15 et 7.13 GHz. La rejection hors de la bande passante est meilleure que 40 dB en dessous de 5.33 GHz ainsi qu'entre 6.15 et 8 GHz. D'autre part, le filtre opérant à la fréquence centrale de 5.2 GHz exhibe une largeur de bande passante fractionnelle de 5.8 %, avec une perte d'insertion minimum de 2.17 dB dans la bande passante. Les zéros de transmission mesurés se trouvent à 4.32, 4.88, 5.47 et 6.41 GHz. La

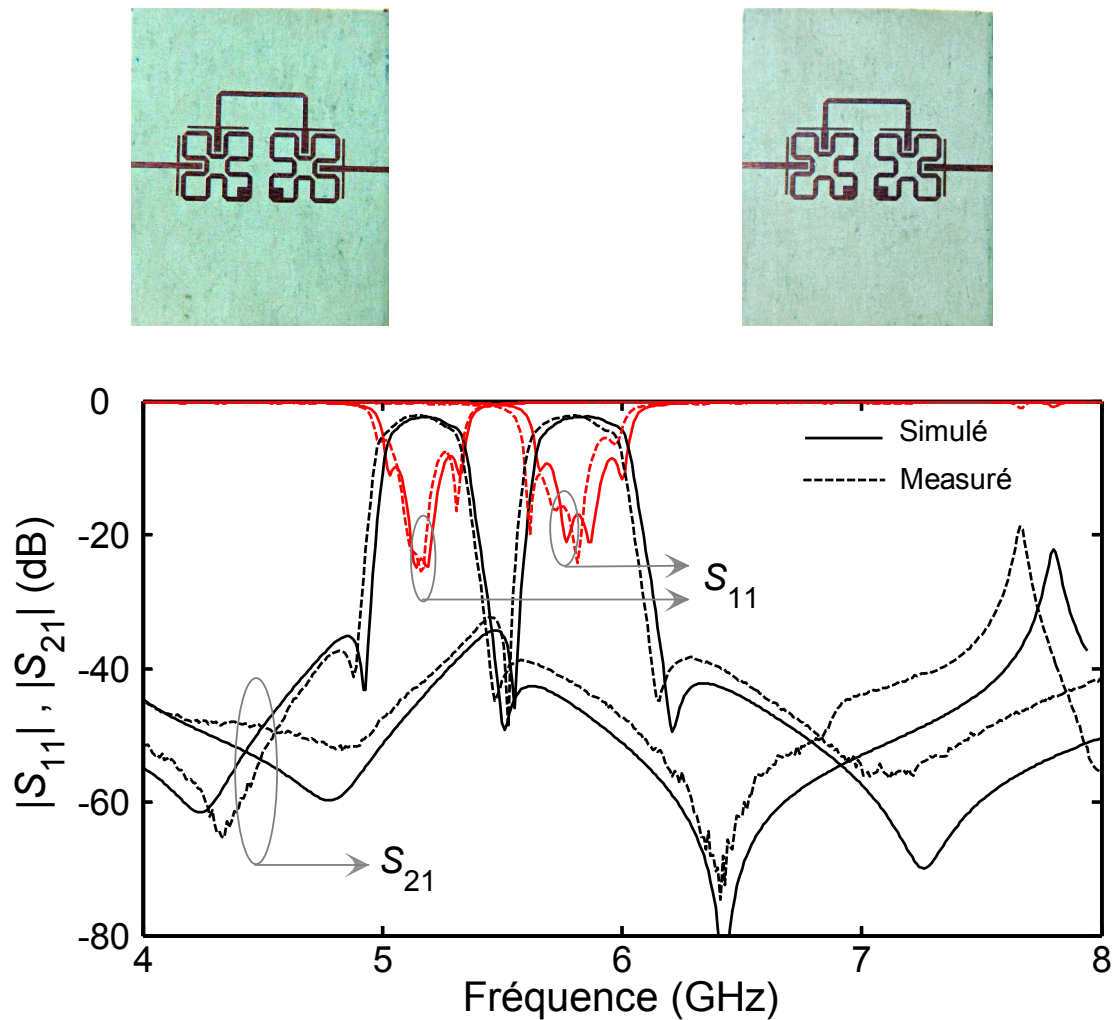


Figure 3.6 : Prototypes des filtres passe bande bimode d'ordre quatre aux fréquences centrale de 5.2 GHz (gauche) et à 5.8 GHz (droite), ainsi que les paramètres S_{11} (dB), S_{21} (dB) simulés et mesurés

rejection hors de la bande passante est meilleure que 40 dB pour des fréquences en dessous de 4.8 GHz ainsi qu'entre 5.5 et 7.35 GHz. On observe une fréquence de résonance à 7.66 GHz, représentant la seconde fréquence harmonique générée par la branche de ligne de transmission microruban $2l_4 + l_5$. Les filtres passe bande bimode réalisés sont très compacts, et présentent des dimensions respectives de 13 mm x 9 mm pour le filtre opérant à 5.2 GHz et de 11 mm x 8 mm

pour celui fonctionnant à 5.8 GHz. Les courbes de la Figure 3.6 montrent que le filtre passe bande réalisé à la fréquence centrale d'opération de 5.2 GHz se comporte comme un circuit ouvert à la bande passante du filtre opérant à 5.8 GHz et vice-versa. Cette dernière observation est un critère important dans la conception du filtre passe bande bimode multi-bande.

3.2.2 Intégration multicouches des filtres bimode

Dans cette section nous réaliserons et comparerons deux filtres passe bandes bimode multi-bande. Le premier filtre est conçu sur une seule couche de substrat, tandis que le deuxième est réalisé sur plusieurs couches superposées de substrat. Les deux filtres multi-bande consistent en deux filtres passe bande bimode microruban d'ordre quatre opérant aux fréquences centrales de 5.2 GHz et 5.8 GHz. Comme décrit à la section précédente, les filtres ont été réalisés indépendamment sur deux couches de substrat distinctes de même épaisseur et permittivité. Dans le cas du premier filtre multi-bande, les deux filtres passe bande opérant à 5.2 GHz et 5.8 GHz sont directement connectés ensemble sur un même substrat afin d'obtenir les deux bandes passantes requises. Dans le cas du deuxième filtre multi-bande proposé, le concept de multicouche est utilisé afin d'obtenir une taille optimale. Pour le filtre multicouche présenté à la Figure 3.7, le filtre passe bande opérant à 5.8 GHz est placé sur le dessus du premier substrat sans plan de masse. Le deuxième filtre opérant à 5.2 GHz est localisé sur la face de dessous du second substrat pendant que sur la face du dessus, les ports d'entrée et de sortie du filtre multi-bande proposé sont conçus sous la forme d'une ligne de transmission CPW (ligne coplanaire). Cette trace de métal CPW opère comme un plan de masse commun pour les deux filtres passe bande bimode et aussi comme une interface de découplage. La transition surface à surface d'une ligne CPW à une ligne

microruban est utilisée pour alimenter les filtres passe bande opérant aux fréquences centrales de 5.2 GHz et 5.8 GHz aux ports d'entrée et de sortie du filtre multi-bande multicouche. Basé sur le

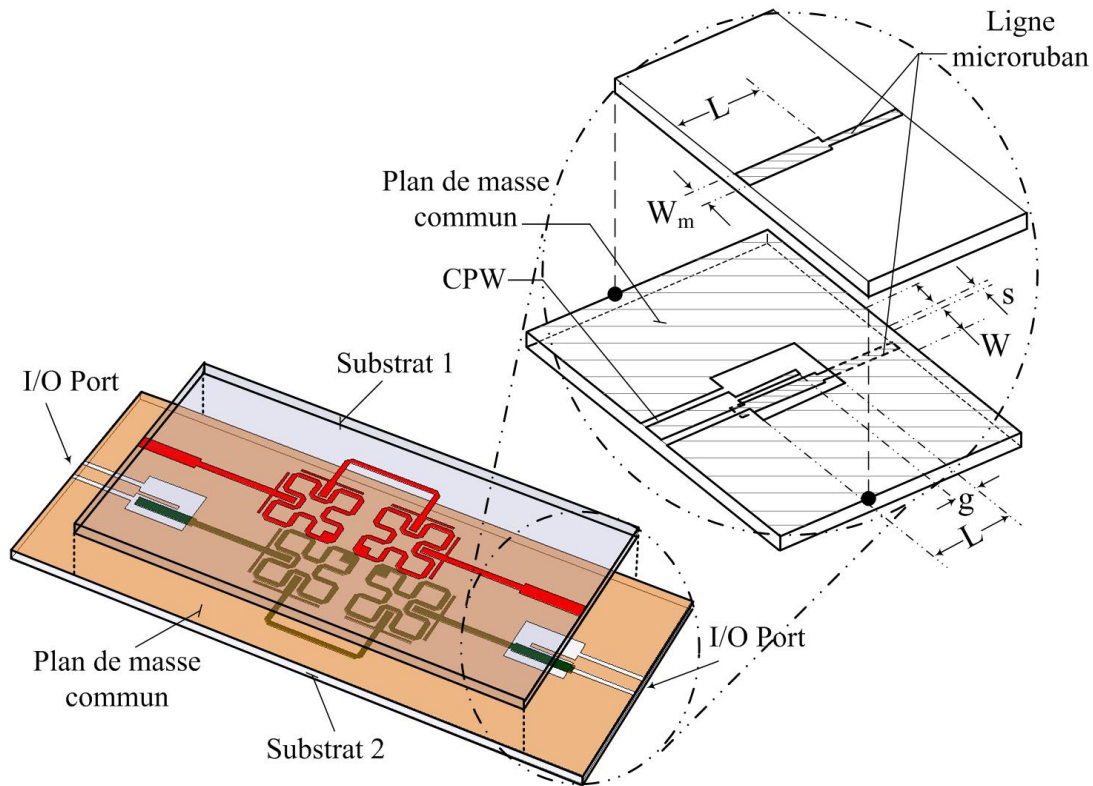


Figure 3.7 : Architecture du filtre multi-bande multicouche proposé et la transition surface à surface d'une ligne de transmission CPW à une ligne microruban

même substrat qu'à la section précédente, les deux filtres bimodes multi-bande ont été conçus par simulations (EM) en utilisant le logiciel de simulation 3D HFSS version 11. La Figure 3.8 montre les performances de la transition de ligne CPW à la ligne microruban, illustrée à la Figure 3.7, pour les valeurs des paramètres optimisés égales à : $W = 1.39$ mm, $s = 0.25$ mm, $W_m = 0.85$ mm, $L = 3.72$ mm, $g = 0.97$ mm. La transition présente une bonne adaptation ($S_{11} \leq -20$ dB) dans la bande de fréquences allant de 5 GHz à 6.3 GHz.

Les photographies des prototypes et les performances des filtres multi-bande sont présentées aux Figure 3.9 et Figure 3.10. Les filtres multi-bande présentent des dimensions respectives de 25 mm x 20 mm pour celui réalisé sur une seule couche de substrat et de 15 mm x 20 mm pour celui monté en multicouche. La technique de calibration TRL est utilisée pour définir les plans

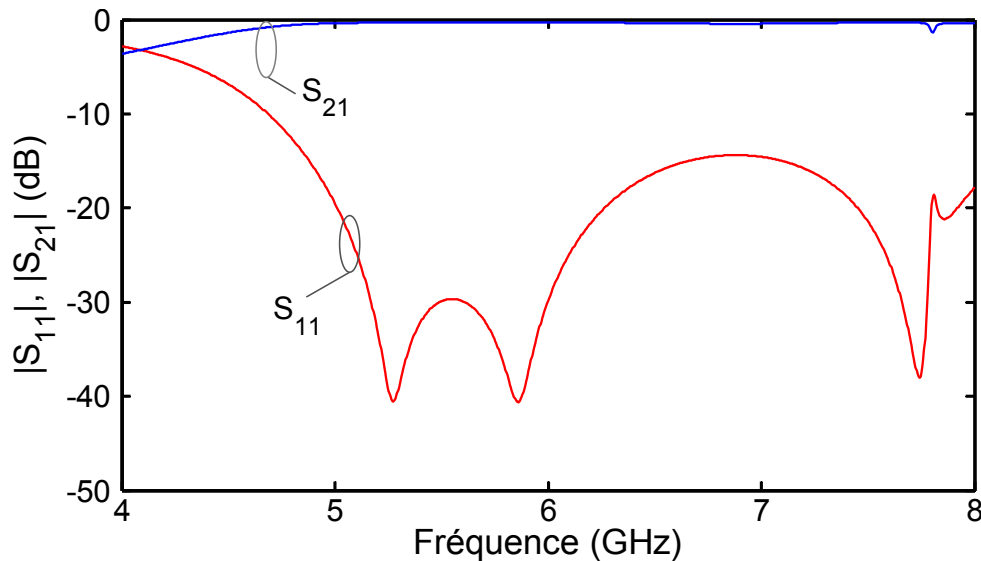


Figure 3.8 Performances simulées de la transition CPW à microruban à l'aide du logiciel HFSS

de référence des mesures des filtres. Les résultats de simulation et de mesures du paramètre d'adaptation (S_{11}) et d'insertion (S_{21}) des deux filtres sont présentés respectivement à la Figure 3.9 et Figure 3.10. La Figure 3.10 montre un décalage des deux bandes passantes du filtre multicouche. Ce décalage est attribuable aux erreurs de tolérances dues à la fabrication du filtre. Les pertes d'insertions mesurées des filtres, dans les deux bandes passantes, sont inférieures à 2.5 dB et 2.76 dB. Les largeurs de bande passante fractionnelle à 3 dB sont inférieures à 5% pour les deux filtres multi-bande. L'isolation de bande à bande mesurée du filtre multicouche est meilleure que 27 dB de 5.3 GHz à 5.72 GHz, tandis que la rejection hors de la bande passante est meilleure que 25 dB en dessous de 4.87 GHz et au dessus de 6.16 GHz.

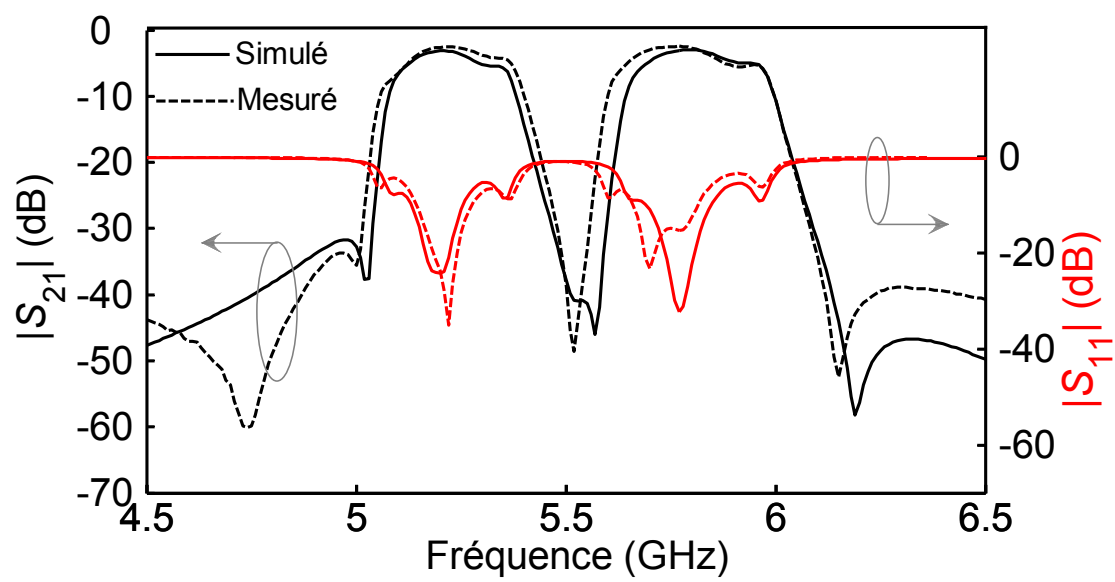
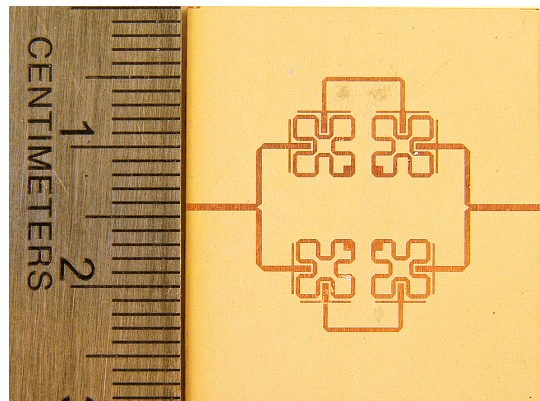


Figure 3.9 : Prototype du filtre bimode multi-bande ainsi que les paramètres S_{11} (dB), S_{21} (dB) simulés et mesurés

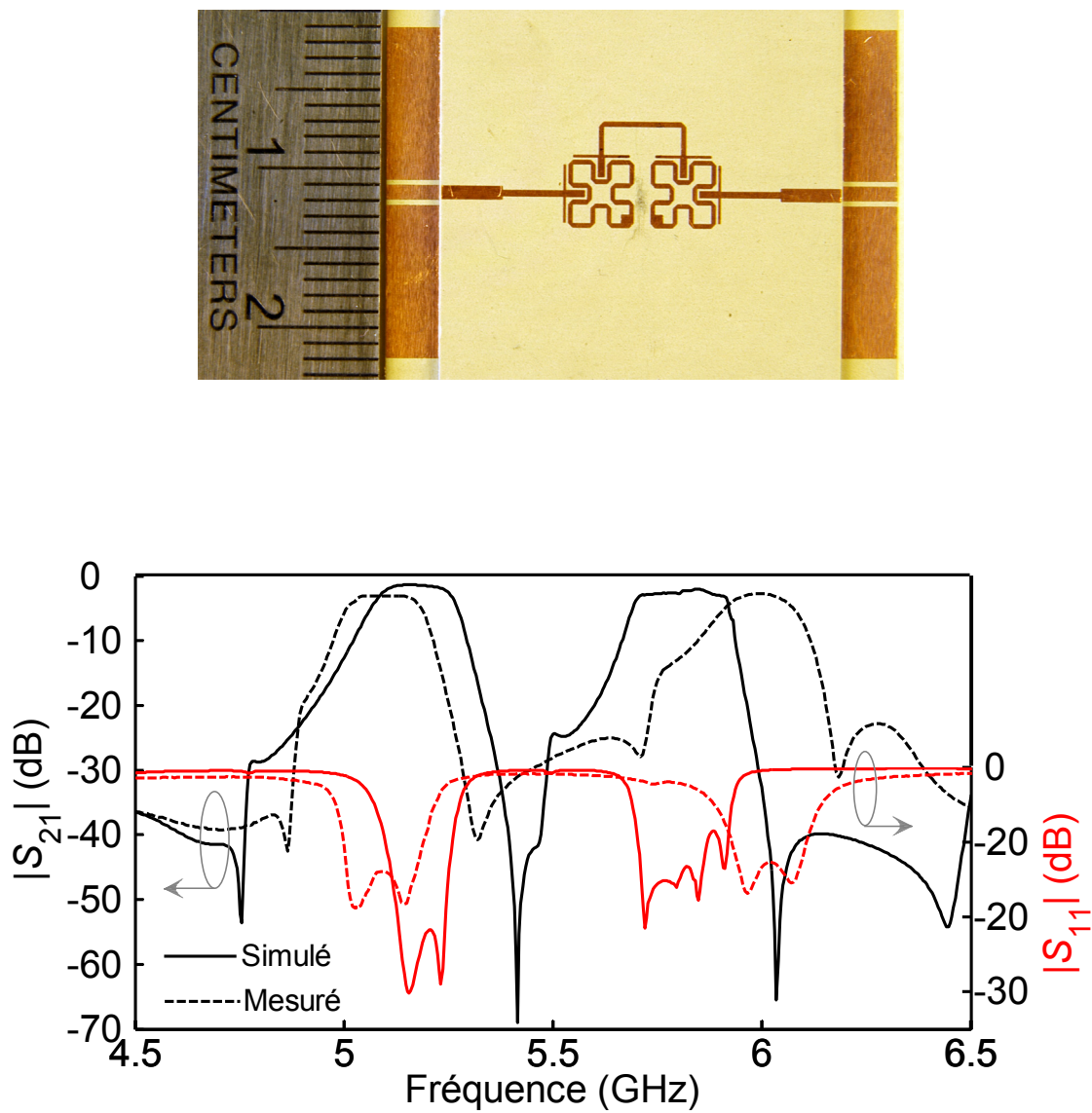


Figure 3.10 : Prototype du filtre bimode multi-bande multicouche ainsi que les paramètres S_{11} (dB), S_{21} (dB) simulés et mesurés

3.3 Filtre bimode accordable

Dans la section précédente de ce chapitre, nous avons proposé et réalisée des filtres passe bande sélectifs microruban dans le but de concevoir un filtre passe bande bimode multi-bande multicouche. Dans cette section, nous présenterons la conception et la réalisation d'un filtre passe bande contrôlable basé sur des diodes varactors semiconducteur. Ce type de filtre offre plusieurs avantages tels que : une grande plage de fréquences d'opération avec une seule bande passante électroniquement contrôlable, l'allègement de la complexité de conception et la réduction des coûts de fabrication.

3.3.1 Méthodologie d'analyse et de conception

À cause de sa structure compacte, nous avons opté pour une topologie de filtre bimode comme dans le cas des filtres réalisés précédemment. La Figure 3.11 présente l'architecture d'un filtre bimode conventionnel (gauche) et la version reconfigurable proposée. À la section précédente de ce chapitre, nous avons décrit en détail le principe de fonctionnement du filtre passe bande bimode conventionnel. Le filtre passe bande bimode accordable est composé d'un résonateur bimode en forme de méandre avec la longueur d'un côté égale au quart de longueur d'onde ($\lambda_g/4$). Les branches de lignes microruban sont individuellement chargées par des capacitances (C_{var}). Comme illustré à la Figure 3.11, le couplage entre les modes résonants (TM_{100}^z et TM_{010}^z) du résonateur bimode est réalisé par la combinaison d'une petite perturbation ($p'xp'$), et d'une capacitance (C_{varp}) connectée à une ligne microruban haute impédance court-circuitée. Les capacitances C_{var} ont pour but de modifier la distribution des modes TM_{100}^z et TM_{010}^z afin de

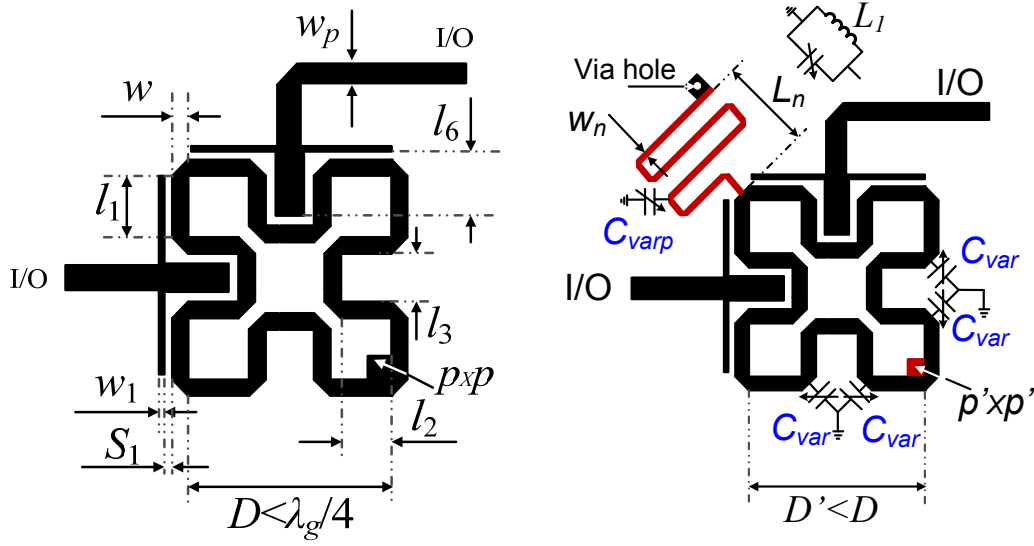


Figure 3.11 : Topologie du filtre passe bande bimode standard (gauche) et reconfigurable proposé (droite)

contrôler leurs fréquences de résonance, d'où une possible réduction de la taille du résonateur bimode. La capacitance C_{varp} est utilisée pour contrôler le couplage entre les deux modes. Pour la suite, nous utiliserons le terme lignes de transmission résonantes pour représenter les deux modes TM_{100}^z et TM_{010}^z . Avant de passer à l'étape de conception du filtre, nous allons tout d'abord décrire analytiquement l'effet des capacitances C_{var} sur les fréquences de résonance des modes TM_{100}^z et TM_{010}^z . La distribution de la tension (V) et du courant (I) sur la ligne de transmission résonante représentant le mode TM_{100}^z , suivant le plan XZ de la cavité résonante présentée à la Figure 3.1, est présentée à la Figure 3.12. La ligne de transmission résonante de la Figure 3.12, que nous considérerons sans perte, est d'impédance caractéristique Z_a , de constante de propagation β_a et de longueur physique d ($0 \leq d \leq a$). La ligne de transmission est chargée aux extrémités par des capacitances C_{var} . En utilisant la théorie des lignes de transmissions illustrée en Annexe 1, la matrice $ABCD$ de la structure à la Figure 3.12 est donnée par

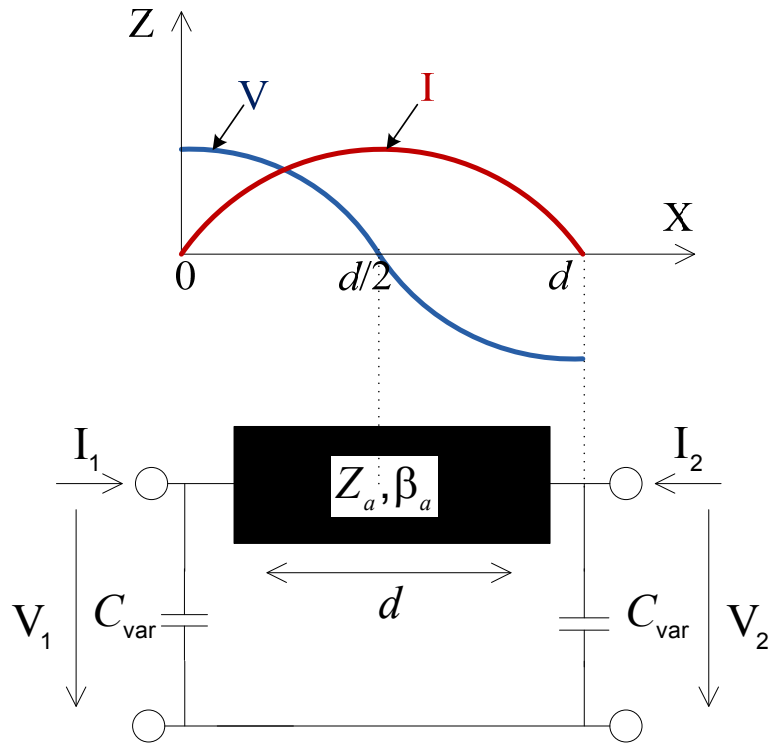


Figure 3.12 : Résonateur ligne de transmission chargée par des capacités

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad 3.14$$

avec

$$A = D = \cos \theta_a - \omega C_{var} Z_a \sin \theta_a \quad 3.15$$

$$B = j Z_a \sin \theta_a \quad 3.16$$

$$C = j \left(2\omega C_{var} \cos \theta_a + \frac{1}{Z_a} \sin \theta_a - \omega^2 C_{var}^2 Z_a \sin \theta_a \right) \quad 3.17$$

où $\omega=2\pi f$ et $\theta_a=\beta_a d$ représentent la fréquence angulaire et la longueur électrique de la ligne.

En posant les conditions frontières selon la distribution du courant et de la tension comme illustré à la Figure 3.12, et aussi comme dans le cas de la cavité résonante à la Figure 3.1, nous avons $I_1 = I_2 = 0$ et $V_1 = -V_2$ pour la résonance fondamentale et $V_1 = V_2$ pour la première harmonique, nous obtenons alors de l'équation (3.14)

$$\frac{C}{A} = \frac{I_1}{V_1} \Big|_{I_2=0} = \frac{I_2}{V_2} \Big|_{I_1=0} = 0 \quad 3.18$$

$$A = \frac{V_1}{V_2} \Big|_{I_2=0} = \begin{cases} -1 & \text{pour la fréquence fondamentale} \\ +1 & \text{pour première harmonique} \end{cases} \quad 3.19$$

En imposant les conditions de l'équation (3.19) dans l'équation (3.15), nous obtenons

$$\cos \theta_{a0} - \omega C_{var} Z_a \sin \theta_{a0} = -1 \quad 3.20$$

$$\cos \theta_{a0} - \omega C_{var} Z_a \sin \theta_{a0} = +1 \quad 3.21$$

où 0 et 1 représentent les indices associés à la fréquence de résonance fondamentale et à la première harmonique. Puisque $A = \pm 1$ selon l'équation (3.19), et que $C = 0$ selon l'équation (3.18), nous obtenons de l'équation (3.17)

$$\omega_0 C_{var} (1 - \cos \theta_{a0}) = \frac{1}{Z_a} \sin \theta_{a0} \quad 3.22$$

$$\omega_1 C_{var} (1 - \cos \theta_{a1}) = -\frac{1}{Z_a} \sin \theta_{a1} \quad 3.23$$

En utilisant les identités trigonométriques, nous pouvons exprimer θ_{a0} et θ_{a1} comme

$$\theta_{a0} = \tan^{-1} \left(\frac{1}{2\pi f_0 Z_a C_{var}} \right) \quad 3.24$$

$$\theta_{a0} = 2\pi - \tan^{-1} (2\pi f_1 Z_a C_{var}) \quad 3.25$$

Avec f_0 et f_1 représentant la fréquence de résonance fondamentale et la première harmonique de la ligne de transmission résonante. Nous pouvons observer des équations (3.24) et (3.25) que lorsque la capacité C_{var} augmente, les longueurs électriques θ_{a0} et θ_{a1} diminuent, indiquant l'effet de propagation d'onde lente généralement appelé en terme anglais « slow-wave effect ». Le principe de résonateur chargé par des capacités est donc utilisé dans le contexte actuel du filtre passe bande bimode pour réduire sa taille et contrôler sa fréquence centrale d'opération.

Nous avons conçu les deux filtres passe bande bimodes illustrés à la Figure 3.11 afin de faire une étude de comparaison des performances. La technique de conception est identique à celle décrite à la section précédente de ce chapitre. Les deux filtres à deux pôles sont conçus et simulés en utilisant le simulateur (EM) ADS momentum à la fréquence centrale d'opération $f_0 = 2.45$ GHz. Le substrat utilisé est l'alumine d'épaisseur 0.635 mm et de permittivité relative $\epsilon_r = 9.9$. La couche d'or conductrice est d'épaisseur 2 μm . Les dimensions géométriques du filtre conventionnel illustré à la Figure 3.11 (gauche) après optimisation avec le logiciel ADS sont données par : $w_p = 0.59$ mm, $w_1 = 0.08$ mm, $w = 0.3$ mm, $l_1 = 3$ mm, $l_2 = 2.6$ mm, $l_3 = 0.75$ mm, $l_6 = 3$ mm, $s_1 = 0.045$ mm et $p = 1.55$ mm. Afin de faciliter la conception du filtre passe bande bimodes reconfigurable de la Figure 3.11 (droite), la ligne haute impédance en forme de méandre (W_n, L_n) est modélisée par une inductance L_1 connectée en parallèle avec la capacité C_{varp} comme présenté à la Figure 3.11. Le filtre deux pôles reconfigurable a aussi été analysé par une Cosimulation (EM) avec le logiciel ADS momentum. Le substrat utilisé est le même que celui dans le cas du filtre conventionnel. Les dimensions obtenues après optimisation du filtre sont données par : $w_p = 0.59$ mm, $w_1 = 0.08$ mm, $w = 0.3$ mm, $l_1 = 2.17$ mm, $l_2 = 1.75$ mm, $l_3 = 0.75$ mm, $l_6 = 2.15$ mm, $s_1 = 0.045$ mm et $p' = 1$ mm, $L_1 = 8$ nH. En utilisant l'équation (3.24) et en connaissant l'impédance caractéristique et la longueur électrique fixées à $Z_a = 67.5 \Omega$ et $\theta_{a0} =$

31.45°, correspondant à une largeur et une longueur physique de ligne microruban de $w = 0.3$ mm et $2l_2 + l_3 = 4.25$ mm, nous avons obtenus une valeur de capacitance $C_{var} = 1$ pF à la fréquence de conception de $f_0 = 2.45$ GHz. La Figure 3.13 présente la réponse fréquentielle simulée de la perte d'insertion (S_{21}) et le coefficient de couplage M_{12} , illustré par l'équation (3.11), en fonction de différentes valeurs de capacitances C_{varp} et pour une valeur fixe de $C_{var} = 1$ pF. Les courbes de la Figure 3.13 montrent que le décalage entre les fréquences de résonance des deux modes TM_{100}^z et TM_{010}^z , en d'autre terme la largeur de bande passante du filtre accordable, peut être contrôlée par la capacité C_{varp} . Nous observons un minimum de perte d'insertion autour de 1.35 dB pour une valeur de capacitance de $C_{varp} = 1$ pF.

Connaissant la valeur de l'inductance $L_1 = 8$ nH, nous avons utilisé les équations de conception d'approximation d'inductance décrites dans le manuel de (HONG and al, 2001, p. 95) pour extraire les dimensions physiques (W_n, L_n) de la ligne microruban haute impédance en forme de méandre illustrée à la Figure 3.11. Les valeurs obtenues par calcul numérique sont données par $W_n = 0.15$ mm et $L_n = 11$ mm. La Figure 3.14 présente les réponses fréquentielles (S_{11} et S_{21}) simulées des filtres conventionnels proposés de la Figure 3.11 à la fréquence centrale d'opération $f_0 = 2.45$ GHz. On observe que le filtre accordable proposé présente une meilleure sélectivité par rapport au filtre conventionnel. Les valeurs des longueurs physiques (d) des différents résonateurs de la Figure 3.11 sont données par $2(l_1 + l_2) + l_3 = 11.95$ mm pour le filtre conventionnel (gauche) et 8.59 mm pour le filtre contrôlable (droite), soit une réduction de la taille de près de 40%. Les deux filtres présentent des caractéristiques elliptiques. Dans le cas du filtre conventionnel, les deux zéros de transmissions sont localisés à 2.14 GHz et 3.1 GHz, avec une largeur de bande passante fractionnelle autour de 11% à la fréquence centrale de conception

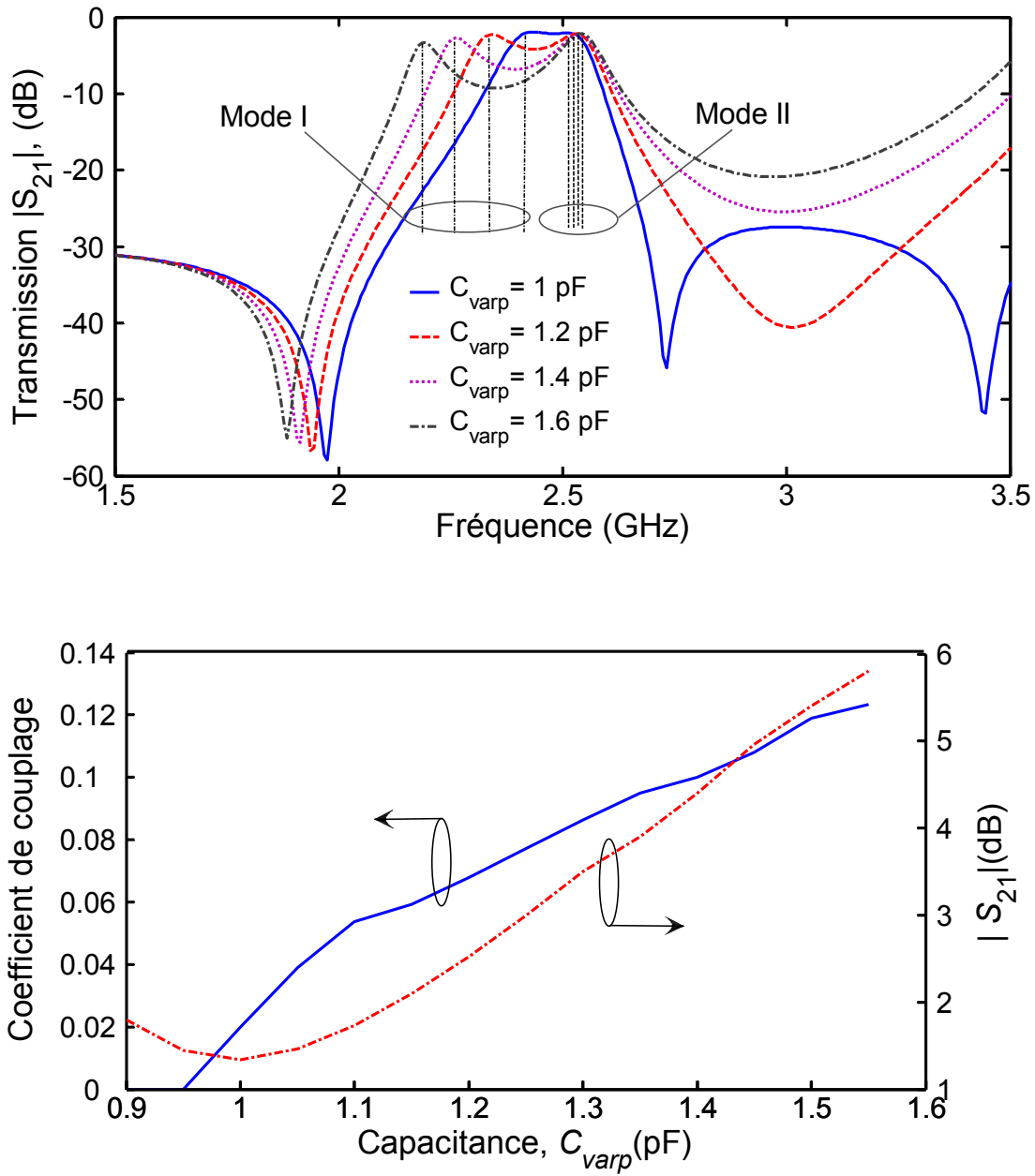


Figure 3.13 : Perte d'insertion S_{21} (dB) simulée du filtre deux pôles contrôlable, et coefficient de couplage M_{12} entre les modes TM_{100} et TM_{010} en fonction de la capacitance de charge C_{varp}

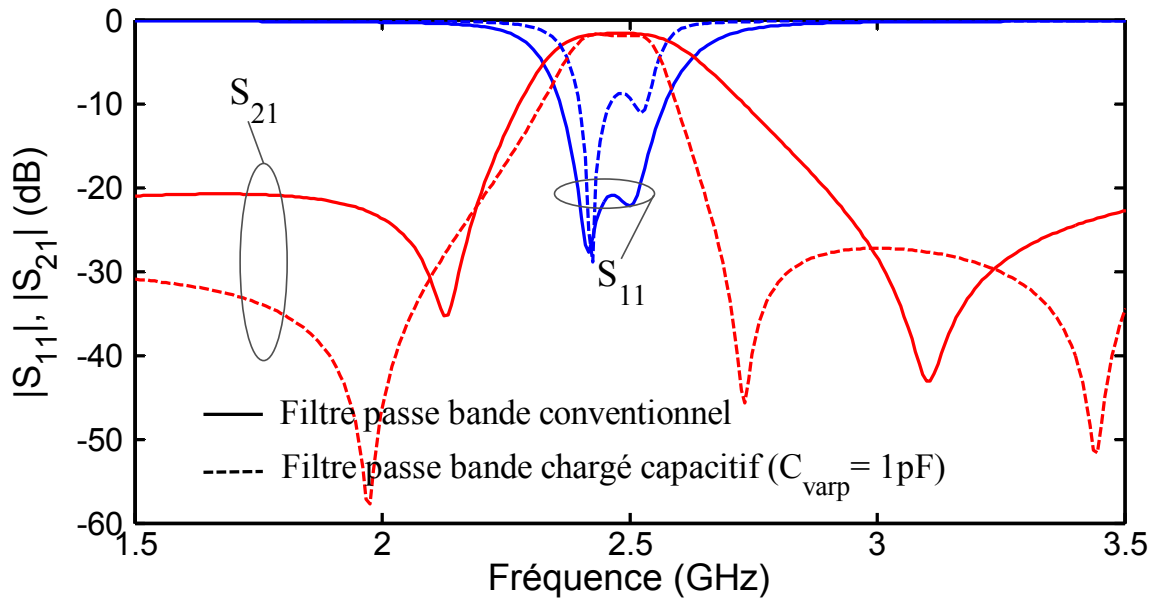


Figure 3.14 : Perte d'insertion S_{21} (dB) et adaptation (S_{11}) des filtres bimodes conventionnels et reconfigurables

de 2.45 GHz. Le filtre bimodes accordable montre deux zéros de transmissions à 1.97 et 2.73 GHz, avec une rejection en dehors de la bande passante meilleure que -28 dB en dessous de 2.05 GHz et de 2.68 à 3.5 GHz. Sa largeur de bande passante fractionnelle est de 7.7 %, avec une perte d'insertion de 2.1 dB. Notons que la perte d'insertion (S_{21}) dans la bande passante est principalement due à l'effet de peau créé par la mince couche d'or conductrice, avec des pertes ohmiques liées aux capacités chargées considérées nulles. La Figure 3.16 présente la réponse fréquentielle simulée de la perte d'insertion (S_{21}) en fonction de différentes valeurs de $C_{var} = C_{varp}$. On observe une variation de la fréquence centrale d'opération de 2.45 à 1.9 GHz pour des valeurs de capacitances allant de 1 à 2 pF, et une largeur et une forme de la bande passante assez constante.

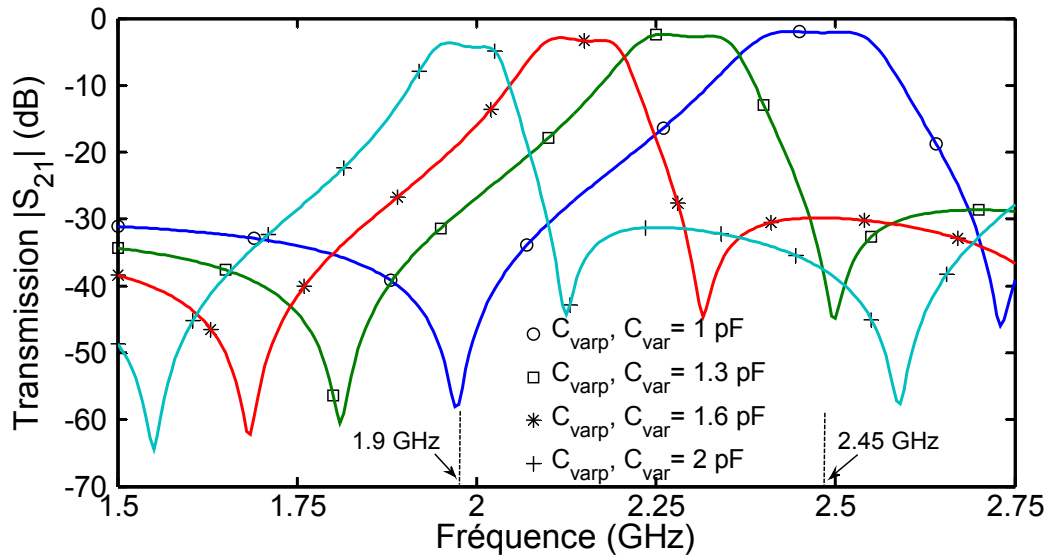


Figure 3.16: Perte d'insertion S_{21} (dB) simulée du filtre deux pôles contrôlable en fonction des capacitances C_{var} et C_{varp}

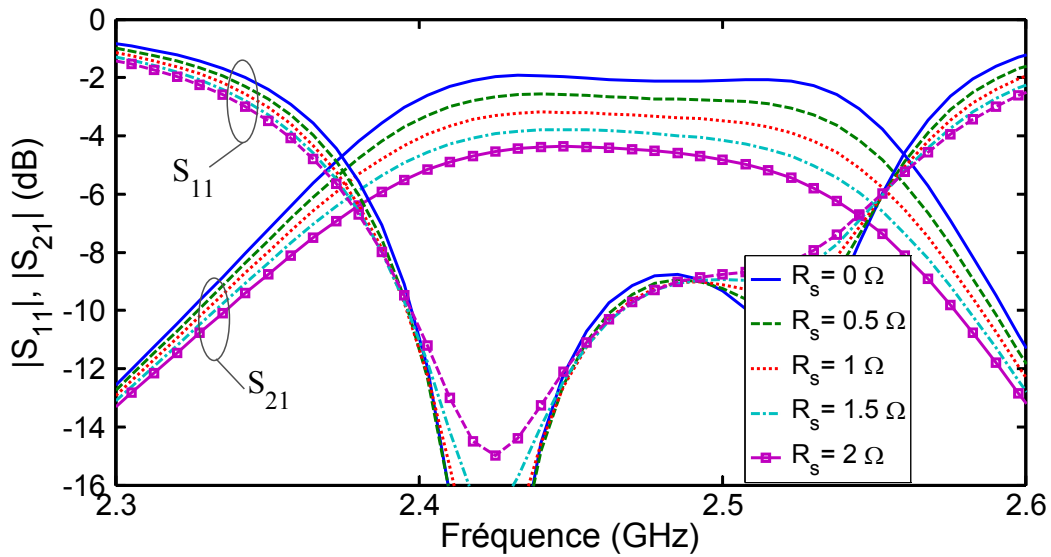


Figure 3.15 : Perte d'insertion S_{21} (dB) et adaptation (S_{11}) simulées du filtre deux pôles contrôlable en fonction de la résistance série R_s

Comme nous l'avons décrit au chapitre 2 de cette thèse, les diodes varactors semiconducteur utilisées comme capacitances pour faire varier la fréquence centrale d'opération du filtre, possèdent une résistance équivalente série (R_s). C'est pourquoi, nous présentons à la Figure 3.15 la variation de la perte d'insertion (S_{21}) et l'adaptation (S_{11}) dans la bande passante du filtre accordable, opérant à $f_0 = 2.45$ GHz, pour différentes valeurs de la résistance série R_s . Nous observons une augmentation des pertes d'insertion allant de 2.1 à 4.4 dB pour des valeurs de R_s variant de 0 à 2 Ω .

3.3.2 Implémentation du prototype et résultats expérimentaux du filtre passe bande contrôlable

Le filtre passe bande bimode contrôlable est conçu et fabriqué pour des applications couvrant les bandes GSM et ISM (1.9 GHz à 2.45 GHz). Le substrat d'alumine d'épaisseur 0.635 mm et une permittivité de 9.9 sont utilisés pour la fabrication du prototype. La photographie du filtre accordable fabriqué est présentée à la Figure 3.17. Ses dimensions sont les mêmes que décrit à la section précédente de ce chapitre. Les capacitances chargés C_{var} et C_{varp} sont remplacées par des diodes varactors semiconducteur de type MSV34075, identiques à celles décrites et utilisées au chapitre 2 lors de la conception du coupler quadrature hybride accordable. Sa plage de variation de la capacitance est de 0.7 à 4 pF pour une tension de polarisation allant de -30 à 0 V. Sa résistance équivalente série se situe autour de 1.1 Ω , et augmente lorsque la tension de polarisation diminue comme illustré la Figure 2.16. Une capacitance discrète RF ($C_{RFBlock}$) de 100 pF, dont un des côtés est connecté au plan de masse à partir d'un trou dans le substrat et l'autre à la ligne de transmission haute impédance, pour découpler le signal RF et DC. Toutes les diodes varactors semiconducteur sont polarisées simultanément à partir d'une seule source de

tension DC. La Figure 3.18 présente les résultats des paramètres S simulés et mesurés à différentes valeurs de capacitances C_{var} et de tensions de polarisation DC V_{bias} . On observe une

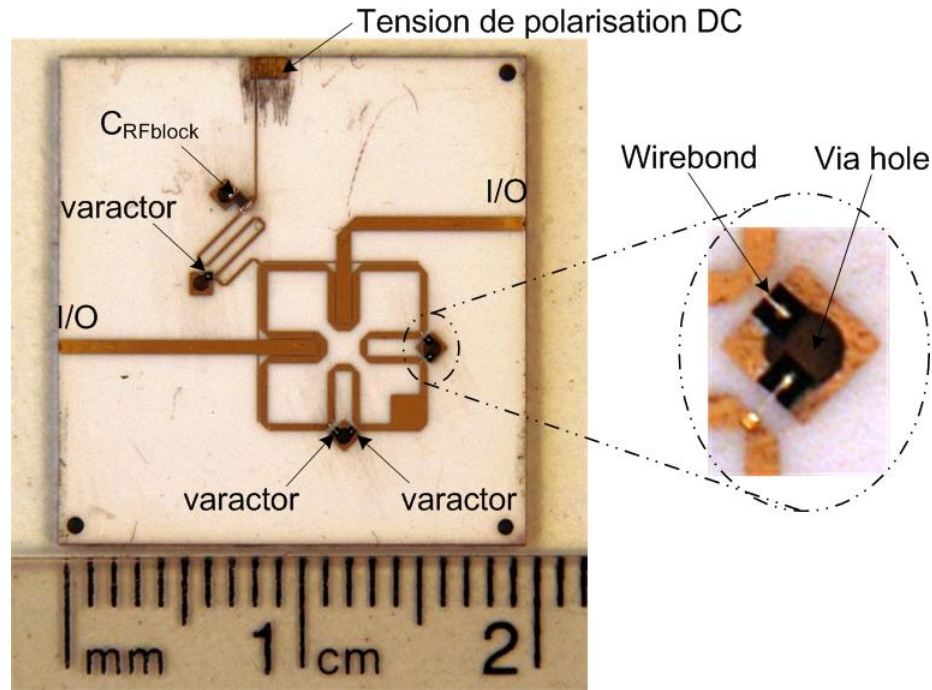


Figure 3.17 : Prototype du filtre bimodes reconfigurable par des diodes varactors

légère déviation de la fréquence d'opération entre les résultats simulés et mesurés. Ce décalage est causé par l'effet du fil d'or de connexion et du petit espace entre le carrée microruban connecté au plan de masse via le trou dans le substrat et la ligne microruban conductrice du filtre. Les courbes montrent une largeur de bande constante du filtre sur toute sa plage de fréquences d'opération. L'intervalle de la tension de polarisation V_{bias} se situe autour de 15 à 3 V, correspondant à une variation de la capacitance C_{var} de 1 pF à 2 pF. Les zéros de transmissions inférieures mesurées varient de 1.66 à 2.07 GHz, tandis que les zéros de transmissions supérieurs se déplacent de 2.2 à 2.67 GHz.

Le filtre bimode accordable présente une accordabilité fréquentielle mesurée de 20% pour la variation de la fréquence centrale de 1.9 à 2.4 GHz, et une largeur de bande passante fractionnelle

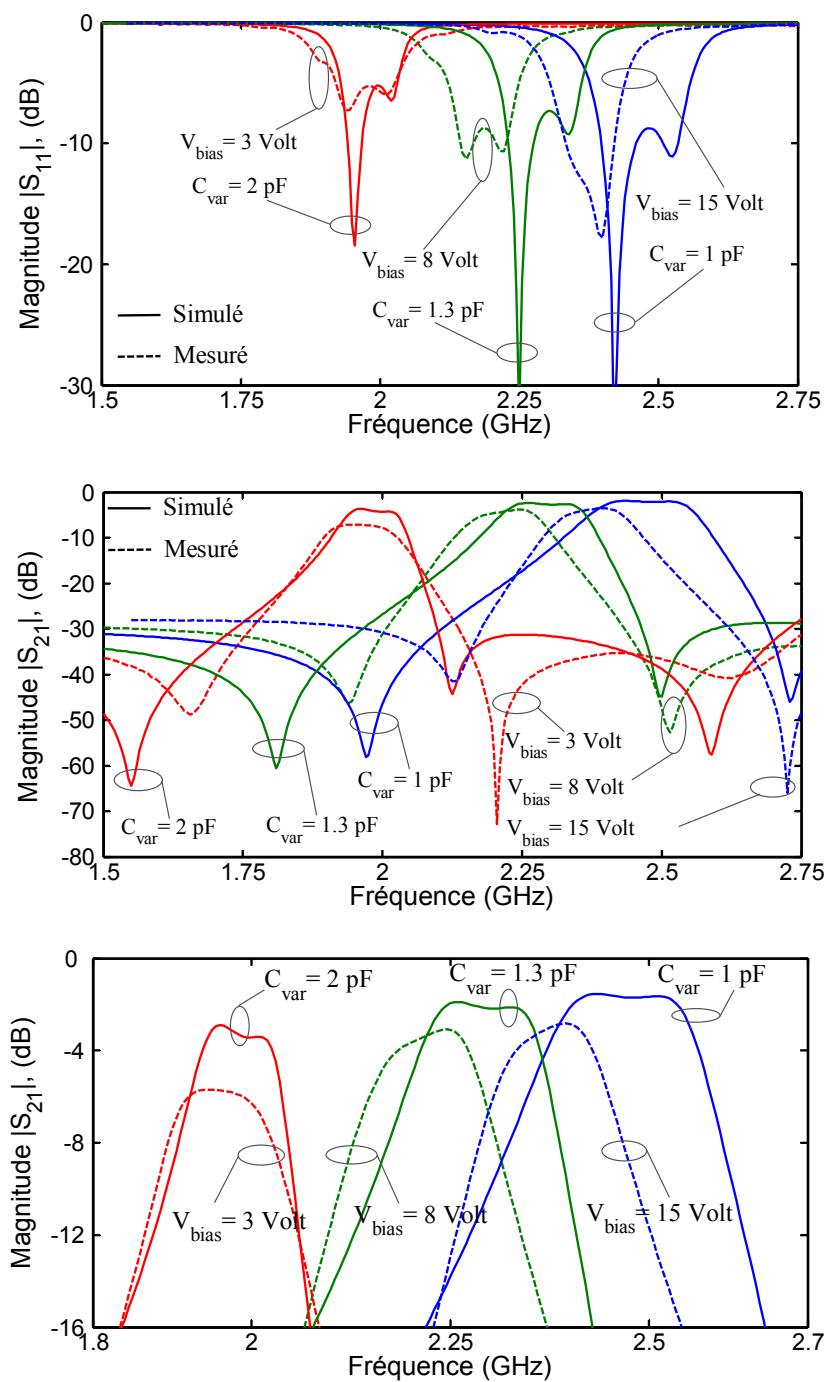


Figure 3.18 : Perte d'insertion S_{21} (dB) et adaptation (S_{11}) simulées et mesurées du filtre deux pôles contrôlable, pour différentes capacitances C_{var} et de tensions de polarisation V_{bias}

à 3 dB constante autour de 5.75%. Les pertes d'insertion dans la bande passante augmentent de l'ordre de -3 à -7 dB, lorsque la capacitance varactor augmente ou la tension de polarisation diminue. Cette dégradation de perte d'insertion est attribuable à la résistance séries R_s qui augmente avec le courant d'induction dans la diode varactor semiconducteur lorsque la tension de polarisation diminue, comme illustré la Figure 2.16. La rejection du filtre accordable mesuré hors de la bande passante est meilleure que 28 dB pour différentes tensions de polarisation.

Le problème de la linéarité du filtre passe bande bimode accordable a été investigué par la technique de test deux-tonnes, étant donné que les diodes varactors semiconducteur sont des éléments actifs non-linéaires. Le modèle SPICE de la diode varactor de type MSV34,075, dont les valeurs de paramètres sont illustrées à la Figure 2.15, est utilisé pour obtenir par Cosimulation (EM) la variation de la puissance de sortie du filtre en fonction de la puissance d'entrée (P_{out} vs P_{in}). Le setup de test de linéarité en deux tonnes illustré en Annexe 2 est utilisé pour mesurer les niveaux de distorsion d'intermodulation d'ordre 3 (IMD3) pour différentes tensions de polarisation du filtre comme dans le cas des coupleurs étudiés au chapitre 2 de cette thèse. Par la suite, Les valeurs correspondantes des IIP3 à différentes fréquences d'opération sont obtenues en utilisant l'équation (2.15). La Figure 3.19 présente les résultats simulés de la caractéristique P_{out} vs P_{in} et les différentes valeurs mesurées de l'IIP3 sur toute l'intervalle de variation de la fréquence d'opération du filtre. Les courbes des résultats suggèrent une meilleure linéarité du filtre reconfigurable pour de faibles valeurs de capacitances ou une grande tension de polarisation.

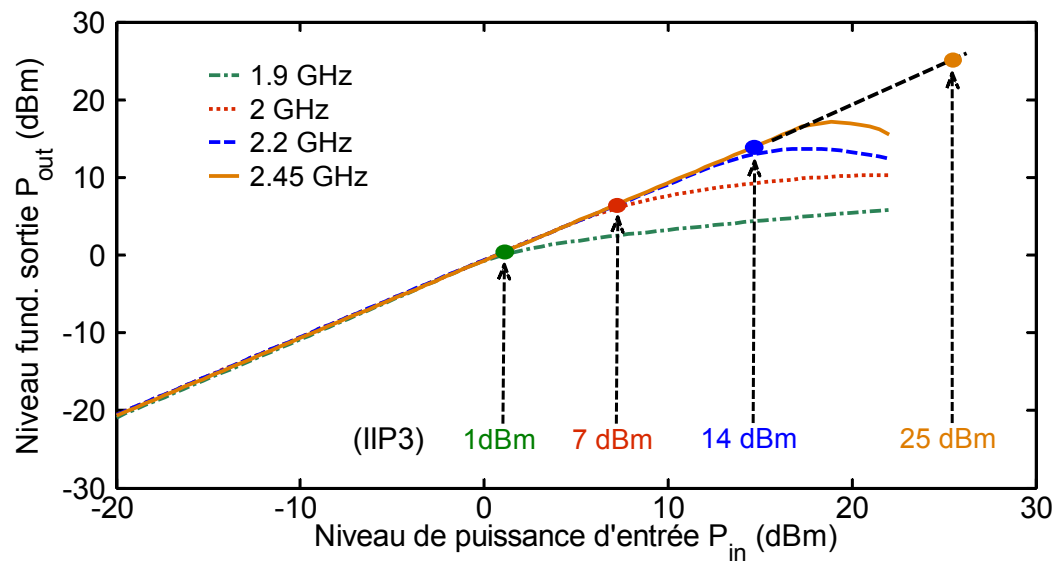


Figure 3.19 : Caractéristique simulée P_{out} vs P_{in} et mesure de l'IIP3 du filtre passe bande reconfigurable

CHAPITRE 4 AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE FAIBLE BRUIT MULTI-BANDE

4.1 Introduction

L'amplificateur faible bruit (LNA) fait partie d'une des composantes importantes rencontrées dans un récepteur/émetteur RF. En effet, il permet d'accroître la sensibilité du récepteur en amplifiant le signal reçu avec le minimum de bruit possible. Des amplificateurs faible bruit multi-bande ont déjà fait l'objet d'intenses travaux de recherches dans le passé. Nous pouvons citer les travaux effectués par (MOREIRA and al) et (YOO and al) sur les LNA multi-bande composés de deux amplificateurs polarisés distinctement qui utilisent des circuits d'adaptation avec inductances et capacitances à changement d'état. Cependant, en pratique il n'est pas souhaitable de polariser individuellement deux transistors dans le but de minimiser la consommation de courant et la complexité du circuit. Dans ce contexte, nous présenterons la conception et la réalisation d'un LNA multi-bande basé sur la technique de ligne de transmission résonante à saut d'impédance, communément appelée sous le terme anglais «step impedance resonator (SIR)». L'amplificateur proposé présente une fréquence de réjection entre les deux bandes de fréquences d'opération, permettant d'éliminer tout signal RF indésirable reçu à partir de l'antenne de réception.

4.2 Concept de résonateur à saut d'impédance (SIR)

Le résonateur est généralement utilisé comme élément de base dans la conception de filtres passe bande RF. Sa structure possède plusieurs fréquences de résonance, dont la fréquence fondamentale et les harmoniques. De nombreuses recherches sont effectuées au niveau des filtres afin d'éliminer ou de rejeter les bandes passantes dues aux harmoniques. Le concept de SIR est l'une des méthodes pouvant être utilisées pour contrôler les fréquences harmoniques. Nous pouvons mentionner à titre d'exemple les travaux effectués par (LIN and al) et (CHANG and al), qui utilisent le concept SIR pour supprimer les trois premières harmoniques. Un résonateur peut être de différentes longueurs physiques égales à un multiple de quart de longueur d'onde ($n\lambda_g/4$). La Figure 4.1 présente un modèle ligne de transmission d'un résonateur microruban (SIR) et sa structure. Il est composé de deux sections distinctes de lignes de transmissions microruban d'impédances caractéristiques Z_1 , Z_2 et de longueurs électriques θ_1 et θ_2 . En assumant que les lignes de transmissions sont sans pertes, l'impédance d'entrée Z_L s'écrit comme

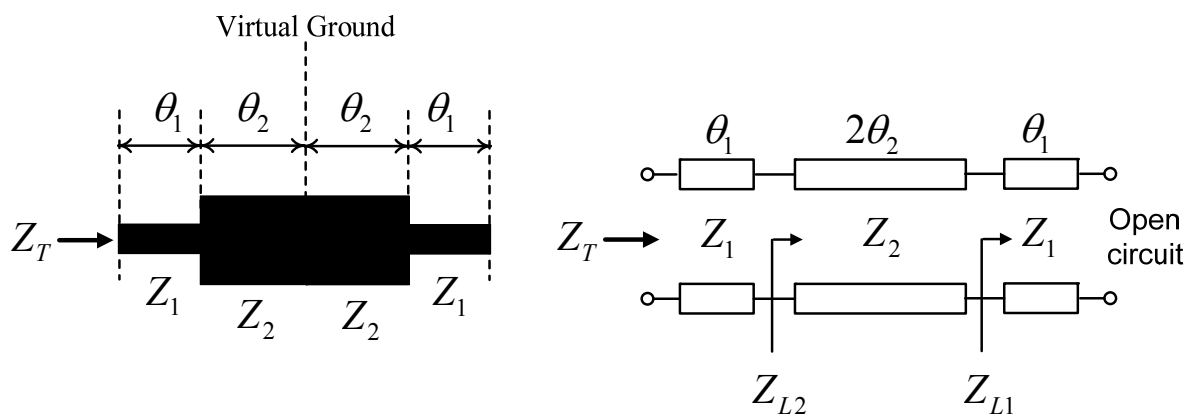


Figure 4.1 : Topologie d'un résonateur microruban d'une demi-longueur d'onde ($\lambda_g/2$) (gauche), et son modèle ligne de transmission (droite)

$$Z_T = Z_1 \frac{Z_{L2} + j Z_1 \tan \theta_1}{Z_1 + Z_{L2} \tan \theta_1} \quad 4.1$$

$$Z_{L1} = \frac{Z_1}{j \tan \theta_1} \quad 4.2$$

$$Z_{L2} = Z_2 \frac{Z_{L1} + j Z_2 \tan 2\theta_2}{Z_2 + j Z_{L1} \tan 2\theta_2} \quad 4.3$$

En combinant les équations (4.2) et (4.3) dans l'équation (4.1), on obtient après développement l'expression

$$Z_T = -jZ_1 \frac{K(1 - \tan^2 \theta_2)(1 - \tan^2 \theta_1) - 2(1 + K^2) \tan \theta_2 \tan \theta_1}{2(K \tan \theta_2 + \tan \theta_1)(K - \tan \theta_2 \tan \theta_1)} \quad 4.4$$

Dans l'équation (4.4), le rapport $K = Z_1/Z_2$.

À la condition de résonance, le résonateur doit présenter un circuit ouvert. La partie imaginaire de l'équation (4.4) doit donc être infinie (soit $1/Z_T = 0$). Une solution possible à cette condition est donnée par

$$K = \tan \theta_2 \tan \theta_1 \quad 4.5$$

En posant $\theta_1 = \theta_2$ nous obtenons

$$\theta_1 = \theta_2 = \tan^{-1}(\sqrt{K}) \quad 4.6$$

Dans l'équation (4.6), θ_1 et θ_2 sont évaluées à la fréquence fondamentale de résonance dénotée par f_0 .

Le résonateur de la Figure 4.1 présente la première fréquence harmonique (f_1) pour les longueurs électriques des différentes sections de lignes de transmission données par

$$\theta_{s1} = \theta_{s2} = \frac{\pi}{2} \quad 4.7$$

Dans l'équation (4.7), θ_{s1} et θ_{s2} sont évaluées à la fréquence f_1 .

La relation entre la longueur électrique (θ) et physique (TL) d'une ligne de transmission microruban est donnée par

$$\theta = 2\pi \frac{TL}{\lambda_g} \quad 4.8$$

Dans l'équation (4.8), la longueur d'onde guidée λ_g est évaluée aux fréquences de résonances f_0 et f_1 , correspondant aux longueurs électriques spécifiées aux équations (4.6) et (4.7). La relation entre la fréquence de résonance fondamentale f_0 et l'harmonique f_1 est donc obtenue par le rapport des équations (4.6) et (4.7). Le ratio f_1/f_0 en fonction du rapport K est donné par

$$\frac{f_1}{f_0} = \frac{\pi}{2 \tan^{-1}(\sqrt{K})} \quad 4.9$$

La Figure 4.2 présente la variation des longueurs électriques θ_1 et θ_2 et du ratio f_1/f_0 en fonction du rapport d'impédance K . Lorsque le ratio de $K=1$ ($Z_1=Z_2$), les longueurs électriques et la fréquence harmonique sont données par $\theta_1=\theta_2=45^\circ$ et $f_1=2 \times f_0$. Dans ces conditions, le résonateur de la Figure 4.1 présente une longueur électrique total $\theta_1=\theta_1+\theta_2=\pi/2$, correspondant à une longueur physique de $\lambda_g/2$ évaluée à la fréquence fondamentale f_0 . Les courbes de la Figure 4.2 montrent que les fréquences f_0 et f_1 peuvent être contrôlées en augmentant ou en diminuant le ratio K , c'est-à-dire les largeurs des sections de lignes de transmissions microruban associées aux impédances caractéristiques Z_1 et Z_2 . Nous aborderons dans la prochaine section de ce chapitre, la conception et la réalisation d'un LNA multi-bande basé sur le concept de SIR.

Tableau 4.1 : Valeurs typiques des paramètres d'un LNA pour des applications sans fil					
G_A	NF	S_{11} et S_{22}	S_{12}	μ_1, μ_2	IIP3
>10 dB	<2 dB	<15 dB	<20 dB	>1	>-10 dB

4.3 Conception de réseaux d'adaptations et l'amplificateur multi-bande

Les critères et les spécifications à respecter lors de la conception d'un LNA sont basés sur un faible niveau de bruit (NF), un gain élevé (G_A), une stabilité (μ_1, μ_2) et une bonne adaptation (S_{11} et S_{22}) au port d'entrée et de sortie. À cela s'ajoute également une faible consommation de puissance, ainsi qu'une linéarité appréciable (IIP3). Le Tableau 4.1 illustre les valeurs typiques

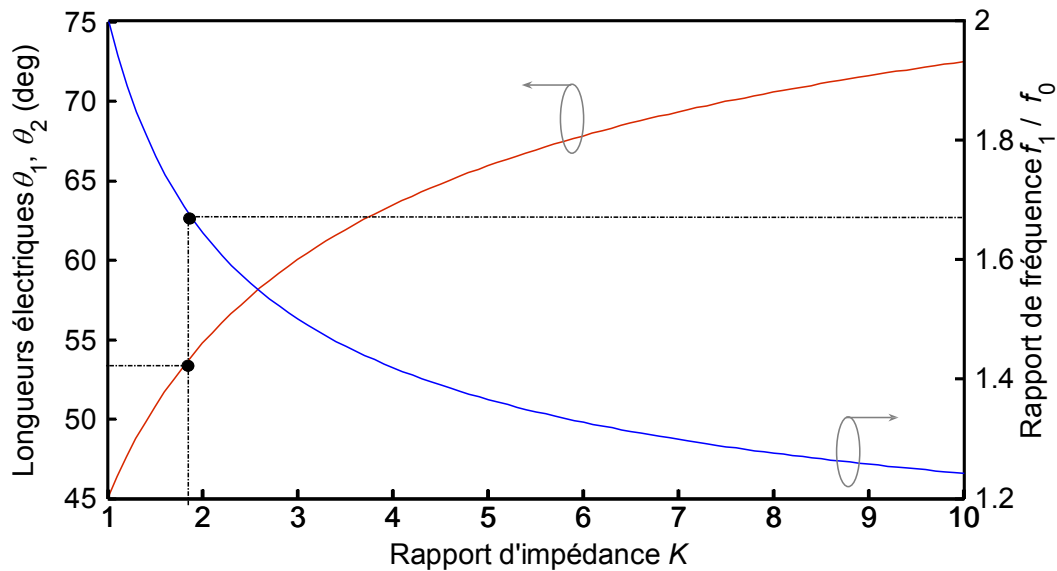


Figure 4.2 : Calcul des longueurs électriques des sections de lignes de transmissions de la Figure 4.1, et le rapport de fréquence (f_1/f_0) en fonction du ratio d'impédance $K=Z_1/Z_2$.

des paramètres d'un LNA à respecter pour des applications sans fil. La première étape de conception d'un LNA est basée sur le choix du transistor. De nos jours il existe deux types généraux de transistors. Ce sont les transistors à jonction bipolaire (BJT) et les transistors à effet de champ (FET) (ROBERTSON I.D, pp.45). Le transistor BJT est composé de trois terminaux, un émetteur, une base et un collecteur. Il représente un meilleur choix pour la réalisation des amplificateurs faibles bruits grâce à ses propriétés attractives telles que le faible coût de production, le faible niveau de bruit ($1/f$) et de consommation de courant, ainsi qu'un gain en courant appréciable. Le transistor bipolaire est réalisé sous deux types de jonction, soit le *npn* et *pnp*. Le transistor de type *npn* est généralement utilisé pour la conception d'un LNA à cause de la meilleure vélocité des porteurs de charges négatives se trouvant dans la région *n* (électrons) par rapport aux porteurs de charges positives dans la région *p* (trous)

Le transistor RF de type *npn* silicium germanium (SiGe) BJT (BFP 640) du manufacturier Infineon Inc est choisi pour la conception de l'amplificateur faible bruit LNA multi-bande. Il est facile à adapter à des charges standards de $50\ \Omega$ et présente une faible figure de bruit selon sa fiche technique. Il exhibe un minimum de figure de bruit et un gain de 0.75 dB et 15.56 dB à la fréquence de 2.4 GHz, 1 dB et 9.85 dB autour de 5 GHz.

La Figure 4.3 présente la configuration émetteur-commun du transistor RF SiGe BJT BFP 640 et la caractéristique de transfert DC IV obtenue à partir du modèle non linéaire SPICE du transistor BFP 640, dont les paramètres sont fournis par le manufacturier, et le logiciel ADS. La Figure 4.3 montre que le point de polarisation est donné par une tension collecteur-émetteur $V_{CE} = 1.35\text{ V}$, un courant au collecteur de $I_c = 4\text{ mA}$ et un courant de base $I_{BB} = 16\ \mu\text{A}$, résultant à un faible niveau de bruit et un haut gain aux différentes fréquences centrales de conception de 2.45 GHz et 5.2 GHz. La prochaine étape dans la conception du LNA multi-bande est la réalisation du circuit

de polarisation. Il existe une variété de topologies de circuit de polarisations des transistors bipolaires (GILMORE, pp. 60). La Figure 4.4 présente l'architecture peu complexe à rétroaction parallèle collecteur-base du circuit de polarisation utilisé. Il est composé de deux résistances R_{b1} et R_{b2} permettant de générer un courant au collecteur et à la base du transistor de $I_c = 4 \text{ mA}$ et $I_{BB} = 16 \text{ } \mu\text{A}$ pour une tension externe DC choisie $V_{dc} = 1.5 \text{ V}$. Les expressions des résistances R_{b1} et R_{b2} en fonction des paramètres du point de polarisation sont données par :

$$R_{b1} = \frac{V_{dc} - V_{CE}}{I_C + I_{BB}} \quad 4.10$$

$$V_{CB} = \left(\frac{R_{b1}}{R_{b1} + R_{b2}} \right) \times 1.5 \text{ V} \quad 4.11$$

$$R_{b2} = \frac{V_{CB}}{I_{BB}} \quad 4.12$$

Les valeurs numériques des résistances obtenues sont égales à $R_{b1} = 37.5 \text{ } \Omega$ et $R_{b2} = 35 \text{ K}\Omega$, correspondant au point de polarisation illustré à la Figure 4.3 et pour une tension externe appliquée de $V_{dc} = 1.5 \text{ V}$.

La stabilisation du transistor BFP640 est analysée en utilisant les paramètres S mesurés obtenus du manufacturier au point de polarisation $V_{CE} = 1.5 \text{ V}$ et $I_C = 4 \text{ mA}$. L'analyse de la stabilité est réalisée en utilisant le logiciel ADS pour tracer les courbes des facteurs de stabilité μ_1 et μ_2 , donnés par les équations (4.13) et (4.14), en entrée et en sortie du transistor sur une largeur bande de fréquence donnée.

Le transistor est inconditionnellement stable lorsque le facteur de stabilité en entrée et en sortie respecte les conditions données par $\mu_1 > 1$ et $\mu_2 > 1$. La Figure 4.5 présente le transistor avec les différents circuits de stabilisation. Les courbes montrent que le transistor est

inconditionnellement instable sans circuits de stabilisation pour des fréquences inférieures à 4 GHz. L'inductance L_E connectée à l'émetteur du transistor de la Figure 4.5 permet d'assurer une bonne adaptation au port d'entrée et une stabilité du transistor à basse fréquence. D'autre part, la résistance R_{stab} connectée au port de sortie du transistor (collecteur) améliore et stabilise le transistor à haute fréquence. La haute capacitance $C_{DCblock}$ et la ligne de transmission microruban d'un quart de longueur d'onde $\lambda_g/4$ connectée à l'une des extrémités de la résistance R_{stab} jouent

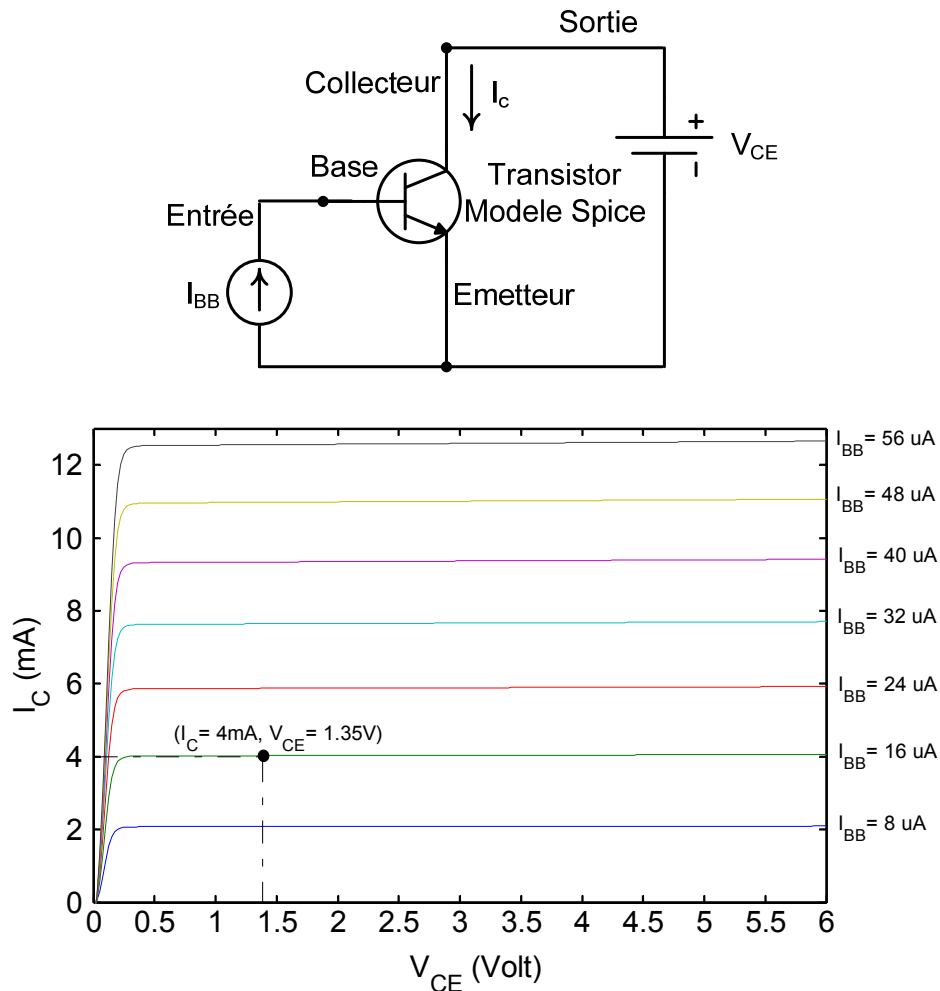


Figure 4.3 : Configuration émetteur-commun et caractéristiques de transfert DC du transistor RF *nnp* SiGe BJT BFP640

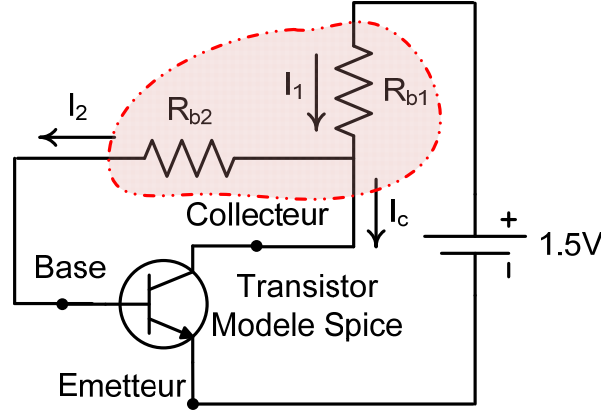


Figure 4.4 : Topologie du circuit de polarisation du transistor SiGe BJT avec rétroaction parallèle collecteur-base

$$\mu_1 = \frac{1 - |S_{22}|^2}{|S_{11} - \Delta(S_{22}^*)| + |S_{21}S_{12}|} \quad 4.13$$

$$\mu_2 = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta(S_{11}^*)| + |S_{21}S_{12}|} \quad 4.14$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}$$

où S_{11} , S_{12} , S_{21} et S_{22} représentent des paramètres S mesurés du transistor.

plusieurs fonctions : Premièrement, un courant nul à travers la résistance R_{stab} est obtenu grâce à la capacitance $C_{DCblock}$ en mode DC du transistor. Deuxièmement, la capacitance $C_{DCblock}$ se comporte comme un court-circuit en mode d'opération RF, permettant ainsi à la ligne de transmission microruban $\lambda_g/4$ SIR de présenter un circuit-ouvert à sa fréquence de résonance fondamentale et la première harmonique du résonateur f_0 et f_1 tel qu'illustré dans la section précédente de ce chapitre.

L'analyse de la stabilité du transistor à la Figure 4.5 à l'aide du logiciel ADS permet d'obtenir une valeur d'inductance $L_E = 0.4$ nH et de résistance $R_{stab} = 7 \Omega$. Les courbes de la Figure 4.5

montrent une stabilité inconditionnelle du transistor sur une large bande de fréquences allant de 1 à 6 GHz. Le LNA multi-bande est conçu pour une première fréquence centrale d'opération autour de $f_0 = 3$ GHz et une seconde fréquence à $f_1 = 5.2$ GHz. Les courbes de la Figure 4.2 permettent d'obtenir un ratio $K = 1.8$ et les longueurs électriques des sections de lignes $\theta_1 = \theta_2 = 54^\circ$ pour un rapport de fréquence $f_1/f_0 = 1.75$. L'impédance caractéristique $Z_1 = 85 \Omega$ est obtenue pour une valeur fixe de $Z_2 = 48 \Omega$ et un ratio $K = 1.8$.

La méthode typique pour concevoir le circuit d'adaptation d'entrée est d'afficher sur un abaque de Smith les cercles de figure de bruit et de gain constants disponibles au port d'entrée du transistor. La Figure 4.6 présente les cercles de figure de bruit (NF) et de gain disponibles (G_A) à la fréquence de 2 GHz, obtenus à partir de l'analyse du circuit de la Figure 4.5 à l'aide du logiciel ADS. Les courbes montrent un coefficient de réflexion en entrée de $\Gamma_{sc} = \Gamma_{opt} = 0.1 \angle 30^\circ$ pour un minimum de $NF = 0.75$ dB et un gain disponible $G_A = 14.6$ dB. La Figure 4.7 décrit l'architecture complète de l'amplificateur faible bruit multi-bande un étage proposée, avec l'illustration des composantes parasites dues au boîtier du transistor. En raison de la bilatéralité du transistor ($S_{12} \neq 0$), le simulateur commercial ADS est utilisé pour réaliser les circuits d'adaptation en entrée et en sortie du transistor. Les circuits d'adaptation sont de type passe-haut, permettant ainsi d'éviter la réalisation d'autres circuits supplémentaires de couplage des modes DC et RF. La procédure d'adaptation de l'impédance optimum de source $Z_{sc} = (60 + 7j) \Omega$, pour un $NF = 0.75$ dB et un $G_A = 14.6$ dB, à une charge standard de 50Ω est présentée à la Figure 4.6. Les valeurs des paramètres des réseaux d'adaptation obtenues sont égales à $C_1 = 1.3$ pF, $L_1 = 3.5$ nH, $L_2 = 5.8$ nH pour une adaptation à 2 GHz. L'adaptation en sortie ($\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$) de l'amplificateur est obtenue simplement en utilisant la ligne microruban SIR en connexion avec une capacitance $C_2 = 100$ pF. Les capacitances $C_{RFblock}$ (~ 100 pF) présentées à la Figure 4.7 sont utilisées pour bloquer

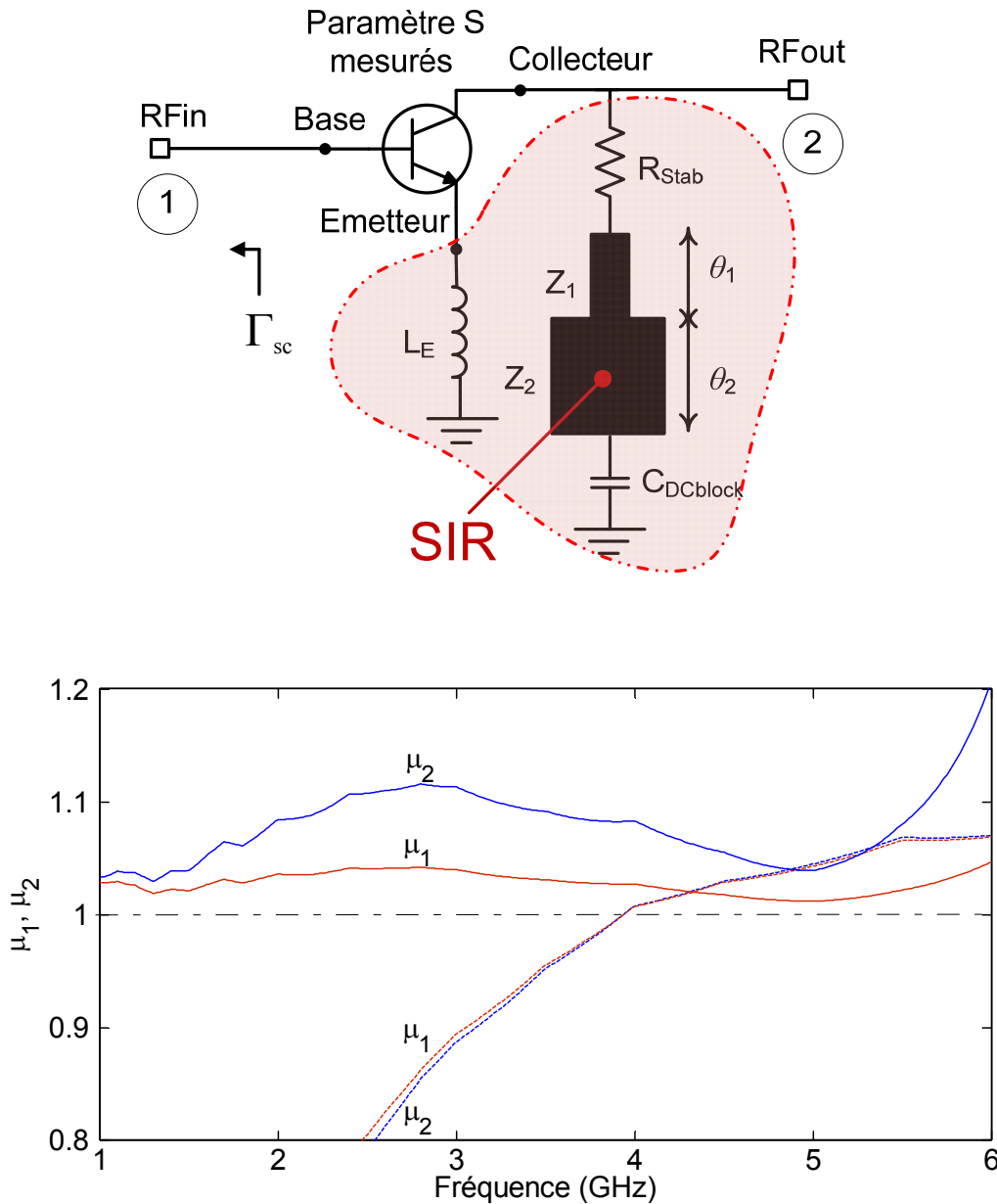


Figure 4.5 : Topologie de LNA avec le circuit de stabilité du transistor BFP640

le signal RF. La Figure 4.8 présente le gain (S_{21}), le coefficient de réflexion (S_{11}), et la figure de bruit NF simulés, à l'aide du logiciel ADS, de l'amplificateur faible bruit multi-bande de la Figure 4.7 pour différentes valeurs de Z_1 , Z_2 , θ_1 , et θ_2 . Les courbes de la Figure 4.8 présentent deux bandes de fréquences d'opération du LNA, la première autour de 2.45 GHz et la seconde à

5.2 GHz. La ligne microruban résonante SIR présente un court-circuit et génère une fréquence de rejection entre les bandes de fréquence d'opération inférieure et supérieure. L'amplificateur faible bruit proposé présente un gain simulé de 14 dB à la fréquence centrale d'opération de 2.45 GHz et de 8 dB à la fréquence de 5.2 GHz. Les figures de bruit simulées aux différentes fréquences d'opération ont des valeurs de 0.76 dB et 0.95 dB.

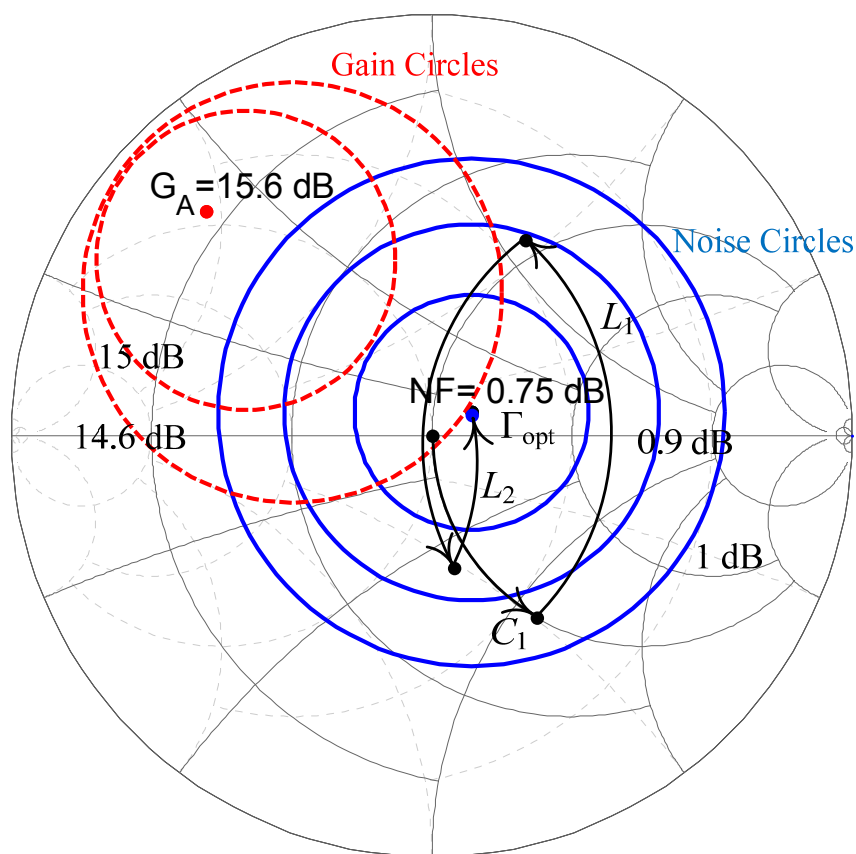


Figure 4.6 : Cercles de gain et de figure de bruit constant à 2 GHz de l'architecture de la Figure 4.5, et procédure de réalisation des circuits d'adaptation

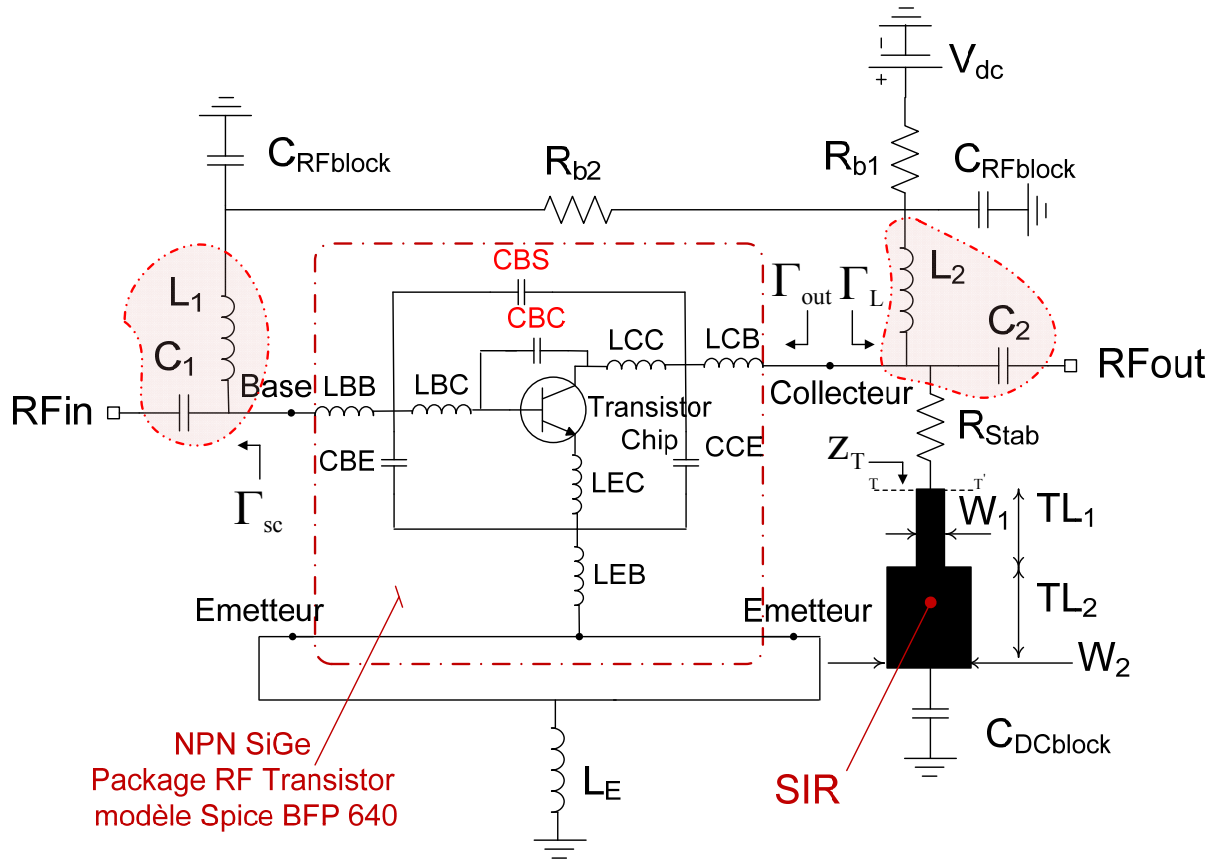


Figure 4.7 : Description schématique du LNA multi-bande un étage

4.4 Amplificateur deux étapes multi-bande, prototypage et résultats expérimentaux

Les courbes de la Figure 4.8 montrent que l'amplificateur faible bruit multi-bande un étage proposé présente un gain assez faible, autour de 9.5 dB, à la fréquence de conception de 5.2 GHz. Une topologie cascadée par une adaptation d'impédance direct, avec une ligne de transmission d'impédance caractéristique 50 Ω , de deux étages de LNA de la Figure 4.7 est ainsi proposée afin

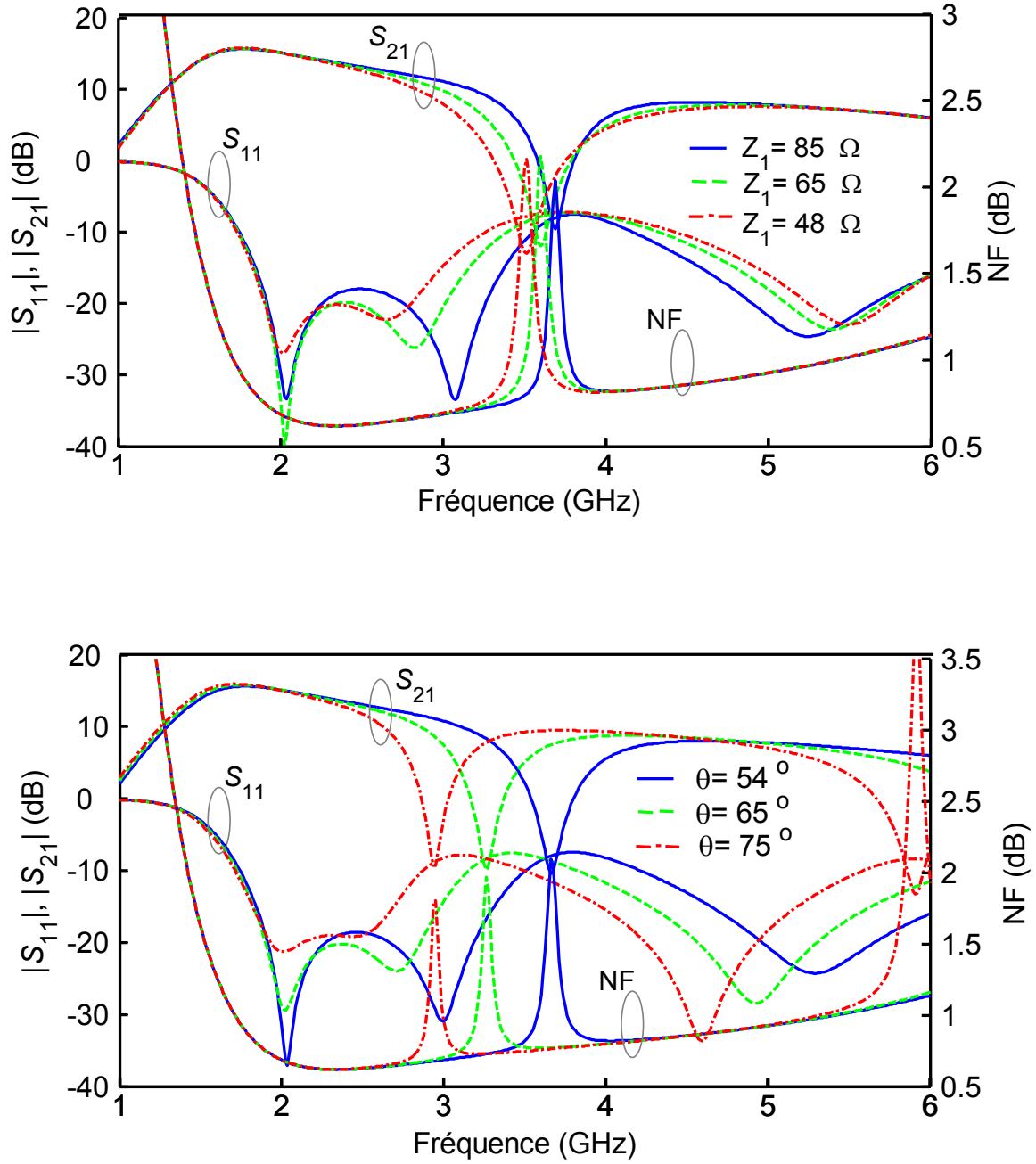


Figure 4.8 : Performances simulées du LNA de la Figure 4.7 pour des valeurs de $\theta_1 = \theta_2 = 54^\circ$, $Z_2 = 48 \Omega$ (dessus), et $\theta = \theta_1 = \theta_2$, $Z_1 = 85 \Omega$, et $Z_2 = 48 \Omega$ (dessous).

d'améliorer le gain total de l'amplificateur multi-bande. La figure de bruit totale de l'amplificateur deux étages est quasi-constante et égale à celle du premier étage d'amplification. Le gain (G_{At}) et la figure de bruit (NF_t) total de l'amplificateur multi-bande deux étages sont donnés par les expressions

$$G_{At} = G_{A1}G_{A2} \quad 4.15$$

$$NF_t = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_1^2} \quad 4.16$$

Dans les équations (4.15) et (4.16), tous les paramètres de gain et de figure de bruit sont exprimés en valeur absolue.

La conception de l'amplificateur deux étages multi-bande est réalisée en technologie microruban et comporte des éléments localisés discrètes. Le substrat utilisé est le RT/Duroid 6010 avec une permittivité relative $\epsilon_r = 10.2$ et une épaisseur de 0.635 mm. Les composantes discrètes sont de taille standard 0402 (1mm x 0.5mm) et avec un haut facteur de qualité et une faible tolérance. Ils sont utilisés pour réaliser les circuits de polarisation et d'adaptation. L'inductance $L_E = 0.4$ nH est réalisée par une ligne microruban haute impédance à partir des équations de conception démontrées par (HONG and al 2001, pp. 95). La largeur et la longueur de la ligne de transmission microruban modélisant L_E , ainsi que le diamètre du trou connectant la ligne au plan de masse, sont donnés par 0.15 mm, 3.5 mm et 0.4 mm. Le logiciel ADS est utilisé pour obtenir les paramètres physiques des sections de ligne de transmission microruban SIR, correspondant aux impédances caractéristiques et longueurs électriques $Z_1 = 85 \Omega$, $Z_2 = 48 \Omega$, $\theta_1 =$

$\theta_2 = 57^\circ$. Les valeurs obtenues pour les paramètres physiques sont égales à : $W_1 = 0.12$ mm, $W_2 = 0.5$ mm, et $TL_1 = TL_2 = 6.5$ mm. La Cosimulation et l'optimisation des paramètres de gain et de figure de bruit de l'ensemble de l'amplificateur deux étages sont réalisés à partir du logiciel ADS et par des modèles des éléments localisés. Toutes les composantes sont connectées au plan de masse à travers des trous plaqués réalisés dans le substrat. Les deux transistors SiGe BJT sont polarisés en utilisant une seule source de tension DC externe.

Un prototype de l'amplificateur faible bruit deux étages multi-bande est présenté à la Figure 4.9. La dimension du boîtier est de 30 mm x 30 mm. La Figure 4.10 présente l'adaptation (S_{11} , S_{22}), l'isolation (S_{12}), le gain (S_{21}) et la figure de bruit (NF) simulés et mesurés avec l'amplificateur faible bruit multi-bande. Les courbes montrent des gains simulés de 25.8 dB et 16.5 dB aux fréquences centrales d'opération de 2.45 GHz et 5.2 GHz, et avec des niveaux de figure de bruit de 1 dB et 1.4 dB. Les pertes ohmiques des composantes localisées entraînent une légère dégradation des performances du LNA multi-bande. Les gains et figures de bruit mesurés à 2.45 GHz et 5.2 GHz sont respectivement de 22 ± 0.5 dB, 12 ± 1 dB, et 1.4 dB et 1.5 dB. Une fréquence de rejection est observée à la fréquence de 3.7 GHz. L'adaptation (S_{11}) mesurée est meilleure que 15 dB sur des bandes de fréquences d'opération de 2.2 à 3 GHz et de 4.6 à 6 GHz. L'isolation simulée et mesurée est meilleure que 25 dB aux deux bandes de fréquences d'intérêt. Le test de non-linéarité deux tonnes de l'amplificateur est réalisé en utilisant le montage présenté en Annexe1 afin de mesurer le niveau de signal de distorsion d'ordre 3 (IMD3). Les points d'interception d'ordre 3 (IIP3), obtenus à partir de l'équation (2.25), sont de -10 dBm et -4 dBm aux différentes fréquences centrale d'opération de 2.45 GHz et 5.2 GHz. La consommation totale du courant DC de l'amplificateur est de 4 mA pour une valeur de tension d'alimentation externe DC de 1.5 V, soit une consommation de puissance de 7.5 mW. Nous présentons au Tableau 4.2

un résumé des performances de l'amplificateur faible bruit multi-bande proposé avec ceux réalisés par (DAO and al) et (YOO and al)

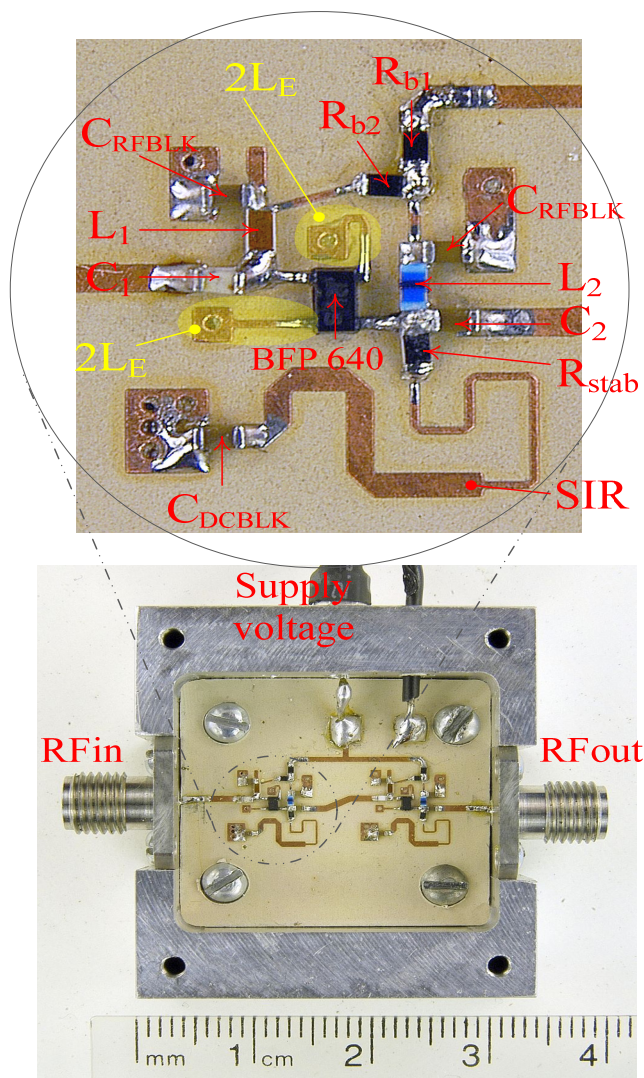


Figure 4.9 : Prototype fabriqué du LNA deux étages multi-bande

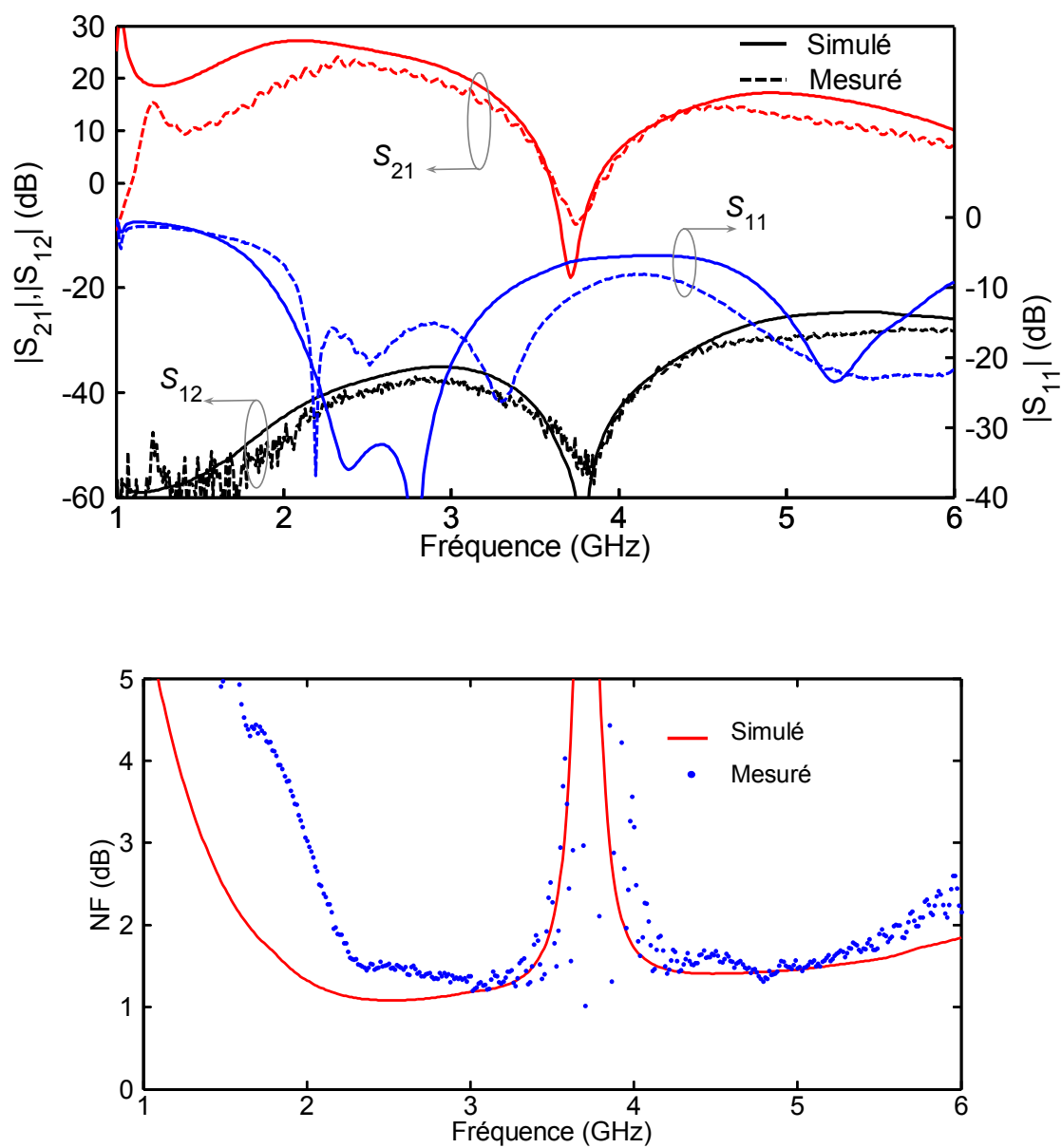


Figure 4.10 : Performances simulées et mesurées du gain, de l'adaptation, de l'isolation (dessus), et de la figure de bruit (dessous) du LNA multi-bande

Tableau 4.2 : Résumé et comparaison des performances des amplificateurs

	LNA proposé		DAO		YOO	
Frequence (GHz)	2.45	5.2	2.4	5.2	2.4	5.2
Tension (V)	1.5	1.5	1.2	1.2	1.5	1.5
Reflection entrée(dB)	-20	-21	-12	-19	-16	-30
Gain (dB)	22	12	15	15	11.8	16
NF (dB)	1.4	1.5	2.3	2.4	3.6	2.5
IIP3 (dBm)	-10	-4	-3	-6.7	-8	-8
Consummation (mW)	7.5		9	5.04	4.5	4.5
Technologie	PCB		0.18 μ m CMOS		0.18 μ m CMOS	

CHAPITRE 5 RECEPTEUR RF MULTI-BANDE RECONFIGURABLE

5.1 Introduction

Actuellement, les deux types de récepteurs RF les plus souvent cités sont de types superhétérodyne et conversion directe. Dans un contexte commercial, le récepteur superhétérodyne est le plus utilisé à cause de ses meilleures performances. Néanmoins, de nombreuses recherches sont axées sur le récepteur conversion directe, encore désigné sous le nom de récepteur à conversion directe, à cause de sa simple architecture et de son faible coût de fabrication. Le premier récepteur conversion directe à base de jonction six-port a été réalisé au centre de Recherche Poly-Grames de l'École polytechnique par LI and al, 1995. Depuis lors, différents types d'architectures six-port ont été proposés pour les récepteurs à conversion direct opérant aux bandes de fréquences sans fil. Nous pouvons citer à titre d'exemple, les travaux réalisés par Gagné, 2004 et Marsan, 2002. Récemment, la technique six-port a été utilisée pour la conception d'un émetteur dans le but de concevoir un système émetteur/récepteur six-port complet (ZHAO, 2006 et LIM, 2007). Les sections suivantes présentent le principe de fonctionnement de la jonction six-port et les différentes étapes de conception d'un démodulateur six-port frontal accordable pour la réalisation d'un récepteur numérique conversion directe multi-bande reconfigurable.

5.2 Jonction six-port multi-bande reconfigurable

La jonction six-port pour les récepteur RF est un circuit passif à six ports conçu spécialement pour la démodulation de signaux numériques RF de type MPSK. Il est composé d'un diviseur/combineur de puissance Wilkinson (POZAR, 1998 pp. 363) et de trois coupleurs hybrides quadratures qui produisent deux signaux de sortie déphasés de 90° (POZAR, 1998 pp. 379). Le diviseur de puissance a pour fonction de diviser un signal RF en deux signaux de même amplitude et de même phase, tandis que le coupleur hybride quadrature génère deux signaux de même amplitudes mais déphasés de 90° . Les matrices de dispersion du diviseur Wilkinson et du coupleur hybride quadrature sont données par :

$$[S] = -\frac{j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad 5.1$$

$$[S] = \frac{j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \quad 5.2$$

Une architecture de la jonction six-port est présentée à la Figure 5.1. Une jonction six-port idéale permet de combiner par un processus de phase, les signaux RF provenant du port d'entrée RF (a_6) et de l'oscillateur (a_5), pour générer quatre signaux RF, d'amplitude identique et de phase multiple de 90° , aux différents ports de sorties dénotés par 1, 2, 3 et 4.

Les proportions de signaux générés aux sorties des différentes composantes (diviseur et coupleurs) de la jonction six-port, obtenues à partir des matrices aux équations (5.1) et (5.2), sont illustrées à la Figure 5.1. Les expressions des formes d'onde aux différents ports de sorties 1, 2, 3 et 4 sont données par :

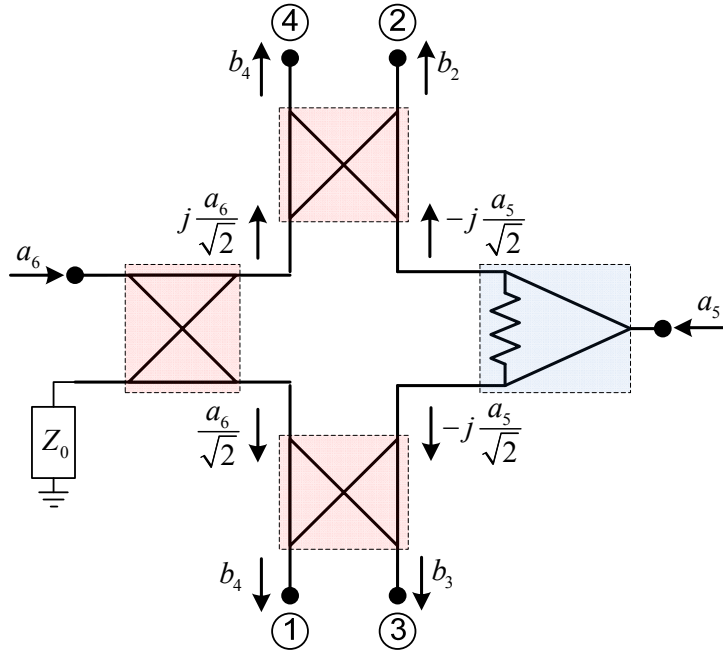


Figure 5.1 : Architecture d'une jonction six-port conventionnelle

$$b_1 = -j \frac{a_5}{2} + j \frac{a_6}{2} \quad 5.3$$

$$b_2 = \frac{a_5}{2} + j \frac{a_6}{2} \quad 5.4$$

$$b_3 = \frac{a_5}{2} + \frac{a_6}{2} \quad 5.5$$

$$b_4 = -j \frac{a_5}{2} - \frac{a_6}{2} \quad 5.6$$

Considérant tous les ports de la jonction six-port adaptés et un rapport $\alpha = a_6/a_5$ entre les amplitudes des signaux aux ports 6 et 5, les formes phasiques des ondes décrites aux équations (5.3) à (5.6) se réécrivent comme :

$$a_5 = a e^{(j\theta_5)} \quad 5.7$$

$$a_6 = \alpha a e^{j\theta_6} = \alpha a_5 e^{j(\theta_6 - \theta_5)} \quad 5.8$$

$$b_1 = \frac{a}{2} e^{j(\theta_5 - \frac{\pi}{2})} \{1 + \alpha e^{j(\Delta\theta + \pi)}\} \quad 5.9$$

$$b_2 = \frac{a}{2} e^{j(\theta_5)} \{1 + \alpha e^{j(\Delta\theta + \frac{\pi}{2})}\} \quad 5.10$$

$$b_3 = \frac{a}{2} e^{j(\theta_5)} \{1 + \alpha e^{j(\Delta\theta)}\} \quad 5.11$$

$$b_4 = -\frac{a}{2} e^{j(\theta_5 + \frac{\pi}{2})} \{1 + \alpha e^{j(\Delta\theta - \frac{\pi}{2})}\} \quad 5.12$$

$$\Delta\theta = \theta_6 - \theta_5$$

Les équations (5.9) à (5.12) montrent que les signaux aux ports de sorties (1, 2, 3, 4) varient en fonction du déphasage $\theta_6 - \theta_5$. Différents niveaux de signaux peuvent ainsi être obtenus, en utilisant des détecteurs de puissance connectés à chaque port de sortie de la jonction six-port, en fonction de la phase d'un signal modulé MPSK, par exemple QPSK, reçu à l'entrée du port RF (6). L'expression permettant de décrire la caractéristique d'un détecteur de puissance RF connecté à un port parfaitement adapté est donnée sous la forme :

$$V_i = K |b_i|^2 \quad \text{avec } i = 1, 2, 3, 4 \quad 5.13$$

Dans l'équation (5.13), b_i représente les expressions d'ondes obtenues aux équations (5.9) à (5.12), et K illustre la caractéristique intrinsèque du détecteur de puissance.

Les expressions des tensions DC délivrées par les détecteurs de puissance connectés aux différents ports de sorties de la jonction six-port sont données par :

$$V_1 = K \frac{a^2}{4} [1 + \alpha^2 - 2\alpha \cos(\Delta\theta)] \quad 5.14$$

$$V_2 = K \frac{a^2}{4} [1 + \alpha^2 - 2\alpha \sin(\Delta\theta)] \quad 5.15$$

$$V_3 = K \frac{a^2}{4} [1 + \alpha^2 + 2\alpha \cos(\Delta\theta)] \quad 5.16$$

$$V_4 = K \frac{a^2}{4} [1 + \alpha^2 - 2\alpha \sin(\Delta\theta)] \quad 5.17$$

Les expressions des signaux I et Q énoncées par les équations (5.8) et (5.9) sont obtenues en soustrayant les termes en cosinus et sinus des tensions de sorties présentées aux équations (5.14) à (5.17).

$$I = V_3 - V_1 = \alpha K a^2 \cos(\Delta\theta) \quad 5.18$$

$$Q = V_4 - V_2 = \alpha K a^2 \sin(\Delta\theta) \quad 5.19$$

Le vecteur Γ dans le plan complexe I/Q (In-phase et Quadrature) est donné par l'expression :

$$\Gamma = (V_3 - V_1) + j(V_4 - V_2) \quad 5.20$$

L'équation (5.20) peut se réécrire après développement comme

$$\Gamma = \alpha K a^2 e^{[j(\Delta\theta)]} \quad 5.21$$

L'équation (5.21) représente un cercle centré à l'origine du plan complexe et de rayon $\alpha K a^2$, dont les points de constellation des signaux numériques MPSK démodulés sont déterminés par le déphasage $\Delta\theta = \theta_6 - \theta_5$.

L'équation (5.21) montre qu'un signal modulé numérique QPSK, dont le codage Gray binaire de données: 11 codé par $\theta_6 = \pi/4$, 01 codé par $\theta_6 = 3\pi/4$, 00 codé par $\theta_6 = 5\pi/4$, 10 codé par $\theta_6 = 7\pi/4$, peut être parfaitement reconstitué pour une valeur de $\theta_5 = 0$.

L'objectif dans ce chapitre est de réaliser une jonction six-port multi-bande reconfigurable. Pour ce faire, nous présentons dans les sous sections qui suivent un bref rappel de la topologie et des performances du coupleur hybride quadrature multi-bande accordable et d'un diviseur de puissance Wilkinson opérant dans une large bande de fréquence.

5.2.1 Le coupleur hybride quadrature multi-bande reconfigurable

La topologie du coupleur hybride quadrature reconfigurable utilisé dans ce chapitre pour la réalisation de la jonction six-port, est identique à celle du coupleur de même type conçu et présenté dans le chapitre 2 de cette thèse. Il est composé de quatre sections de ligne de transmission microruban d'un quart de longueur d'onde à une fréquence centrale entre les deux bandes de fréquences d'opération, et de deux paires de lignes de transmission ouvertes connectées en parallèle. Les bandes de fréquences d'opérations sont contrôlées par les diodes varactor semiconducteur de types MSV34,075 et présentent 45.9% et 5.2% d'accordabilité fréquentielle correspondant à une variation des fréquences centrales d'opération inférieur et supérieur de 1.7 à 2.715 GHz et de 5.7 à 6 GHz. Le test de caractérisation non-linéaire deux tonnes montre que le coupleur présente un IIP3 variant de +11.5 à +34 dBm pour la tension de polarisation des diodes varactors variant de - 30 à 0 volts. Le coupleur hybride multi-bande accordable est réalisé sur un substrat de RT/Duroid 6010 de Rogers de permittivité relative $\epsilon_r=10.2$ et d'épaisseur 0.635mm. Les dimensions physiques du coupleur de la Figure 2.7 sont obtenus à l'aide du logiciel ADS et sont données par : $w_2=0.38\text{mm}$, $w_3=0.18\text{ mm}$, $l_2=7.2\text{mm}$, $l_3=2.1\text{mm}$, $w_i=0.195\text{mm}$, $w_e=1.16\text{mm}$, $l_i=0.25\text{mm}$, $l_e=0.425\text{mm}$, avec la capacitance varactor C_p qui varie de 0.7 à 4 pF. Les performances du coupleur hybride reconfigurable ne sont pas

présentées dans cette sous-section puisqu'elles ont déjà fait l'objet d'une analyse détaillée dans le chapitre 2.

5.2.2 Diviseur de puissance RF Wilkinson multi-bande

Le diviseur de puissance RF Wilkinson est l'un des éléments essentiels de la jonction six-port. Il est utilisé pour diviser le signal provenant de l'oscillateur (port 5) en deux signaux de sortie d'amplitudes et de phases identiques. Il est conçu pour opérer à deux larges bandes de fréquences statiques couvrant les différentes bandes de fréquences d'opération du coupleur hybride quadrature contrôlable présenté dans la sous-section précédente. Le diviseur de puissance est réalisé en technologie microruban et il est basé sur les travaux de recherche réalisés par ZENGGUANG and al, 2006. La Figure 5.2 présente la topologie du diviseur de puissance ainsi que les paramètres de ses dimensions physiques. Il est composé d'un port d'entrée et deux ports de sortie d'impédances $Z_0 = 50 \Omega$, ainsi que de deux sections de lignes de transmission d'impédances caractéristiques et de longueurs électriques distinctes. L'isolation entre les deux ports de sorties est réalisée à l'aide d'un circuit RLC parallèle. Le diviseur multi-bande a été conçu à l'aide du simulateur ADS aux fréquences centrales d'opération de 2.45 GHz et de 5.2 GHz. Les valeurs des dimensions physiques et du circuit RLC après optimisation sont obtenues égale à : $l_{d1} = 6\text{mm}$, $l_{d2} = 10\text{mm}$, $w_{d1} = 0.2\text{mm}$, and $w_{d2} = 0.3\text{mm}$, $R = 100 \Omega$, $L = 5.1 \text{ nH}$ et $C = 0 \text{ pF}$. La Figure 5.3 présente les résultats de simulations des paramètres de dispersion S. On observe une bonne adaptation et isolation aux différents ports du diviseur (S_{11} , S_{22} , S_{33}) et (S_{23} , S_{32}). Les pertes

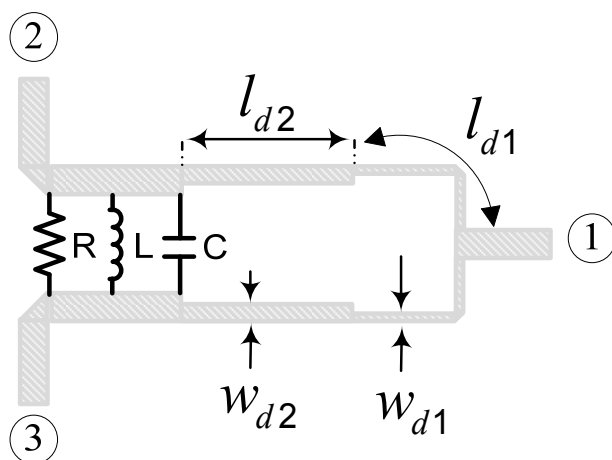


Figure 5.2 : Topologie du diviseur de puissance RF Wilkinson multi-bande

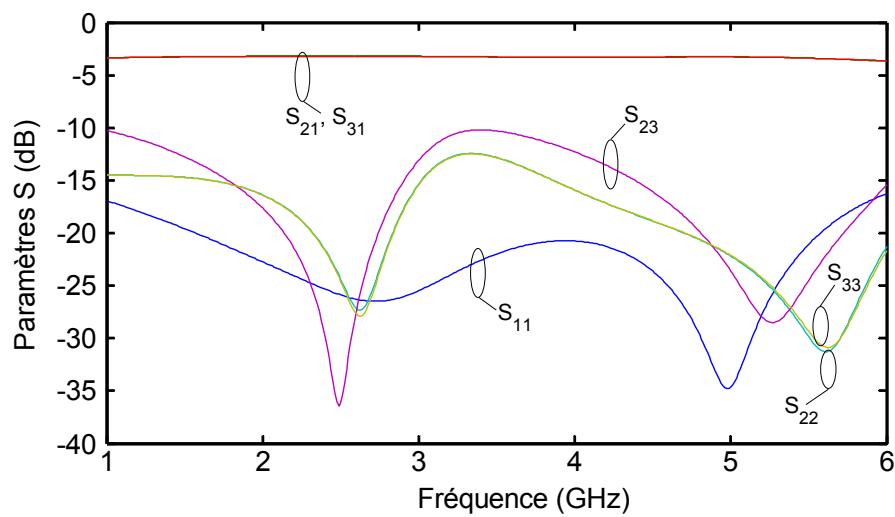


Figure 5.3 : Performances simulées de l'adaptation (S_{11} , S_{22} , S_{33}), de la perte d'insertion (S_{21} , S_{31}) et de l'isolation (S_{23} , S_{32})

d'insertions (S_{21} , S_{31}) de -3 dB montrent qu'un signal provenant de l'oscillateur local sera parfaitement divisé de façon égale entre les ports de sorties. Ces courbes nous montrent que le diviseur de puissance peut opérer sur des bandes de fréquences allant de 1.5 à 3 GHz et de 4.5 à 6 GHz pour une adaptation et une isolation meilleurs que -15 dB.

5.3 Simulation de la jonction six-port reconfigurable

La Figure 5.4 présente la topologie de la jonction six-port composée de trois coupleurs hybrides quadratures contrôlables et d'un diviseur de puissance Wilkinson. Le logiciel ADS est utilisé pour obtenir les paramètres S de dispersion de la jonction six-port pour les valeurs de capacitance de charge de $C_p = 0.6$ pF et 2 pF. Les ports 6 et 5 représentent les ports d'entrées du signal (RF) reçu modulé QPSK, et du signal de référence de l'oscillateur (LO). Les ports 1 à 4 sont les ports de sortie de la jonction.

La Figure 5.5 présente les réponses fréquentielles simulées des valeurs des adaptations et d'isolations aux différents ports d'entrée (S_{66} , S_{55} , S_{56}) pour les différentes valeurs de capacitances de charge $C_p = 0.6$ pF et 2 pF. On observe une adaptation et une isolation meilleure que -15 dB pour une variation de bande fréquentielle inférieure et supérieure allant de 1.8 GHz à 2.8 GHz et de 5.7 GHz à 6.3 GHz. Les valeurs d'adaptions aux différents ports de sorties présentées à la Figure 5.6 sont meilleures que -15 dB, sur les mêmes plages de fréquences d'opération.

Une jonction six-port idéale présente des paramètres de transmissions (S_{61} , S_{62} , S_{63} , S_{64} et S_{51} , S_{52} , S_{53} , S_{54}) égale a -6 dB, ainsi qu'une différence de phase entre les ports de sorties de 90° ou

un multiple n entier. Les Figure 5.7 à la Figure 5.10, montrent les magnitudes et la phase des paramètres S de transmission entre les deux ports d'entrée et les quatre ports de sorties. Les

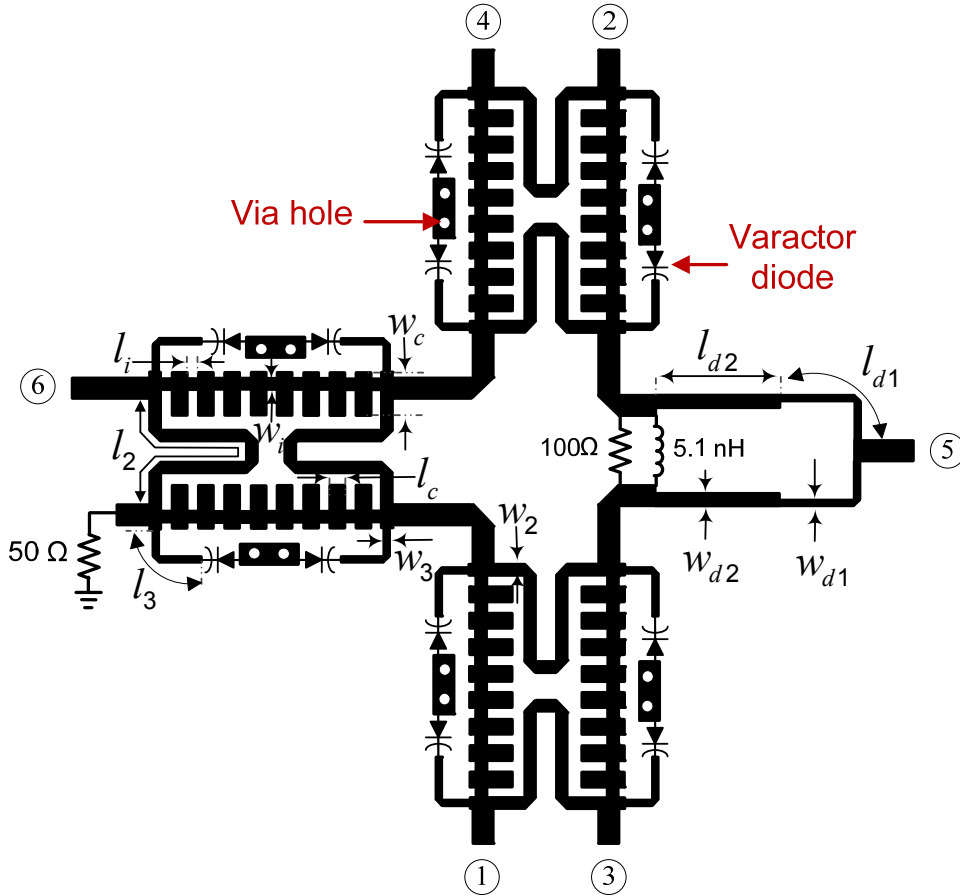


Figure 5.4 : Configuration microruban de la jonction six-port multi-bande reconfigurable

courbes montrent que les paramètres de transmission (S_{61} , S_{62} , S_{63} , S_{64} et S_{51} , S_{52} , S_{53} , S_{54}) ont des magnitudes presque identiques autour de -7.4 dB et avec une différence de phase égale à $(n \times 90^\circ) \pm 5^\circ$ aux deux bandes de fréquences d'opération de la jonction six port. La dégradation des pertes d'insertions est due à la résistance équivalente série R_s de la diode varactor.

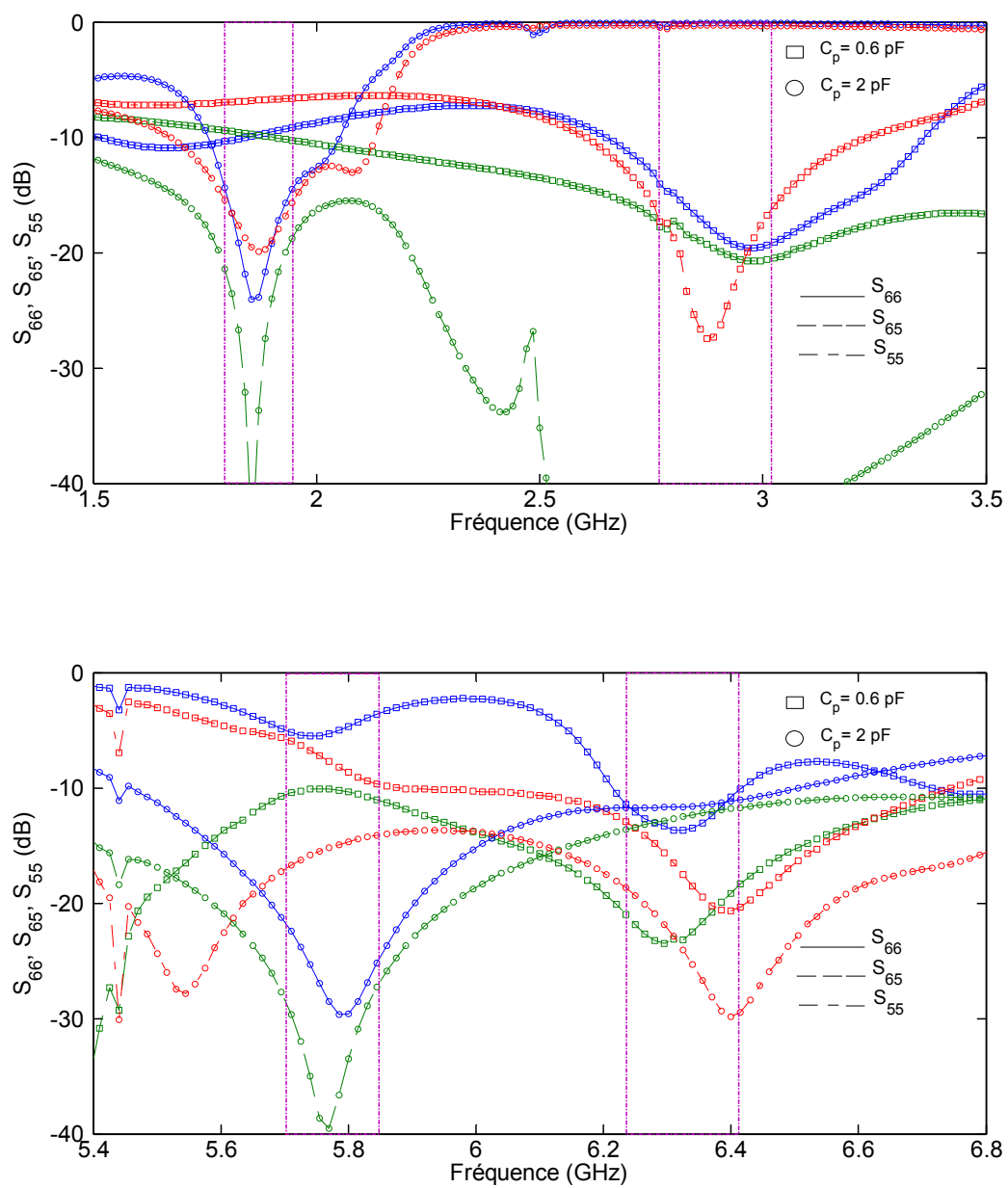


Figure 5.5 : Adaptations et isolations (S_{66} , S_{55} , S_{56}) aux ports d'entrées RF (6) et LO (5)

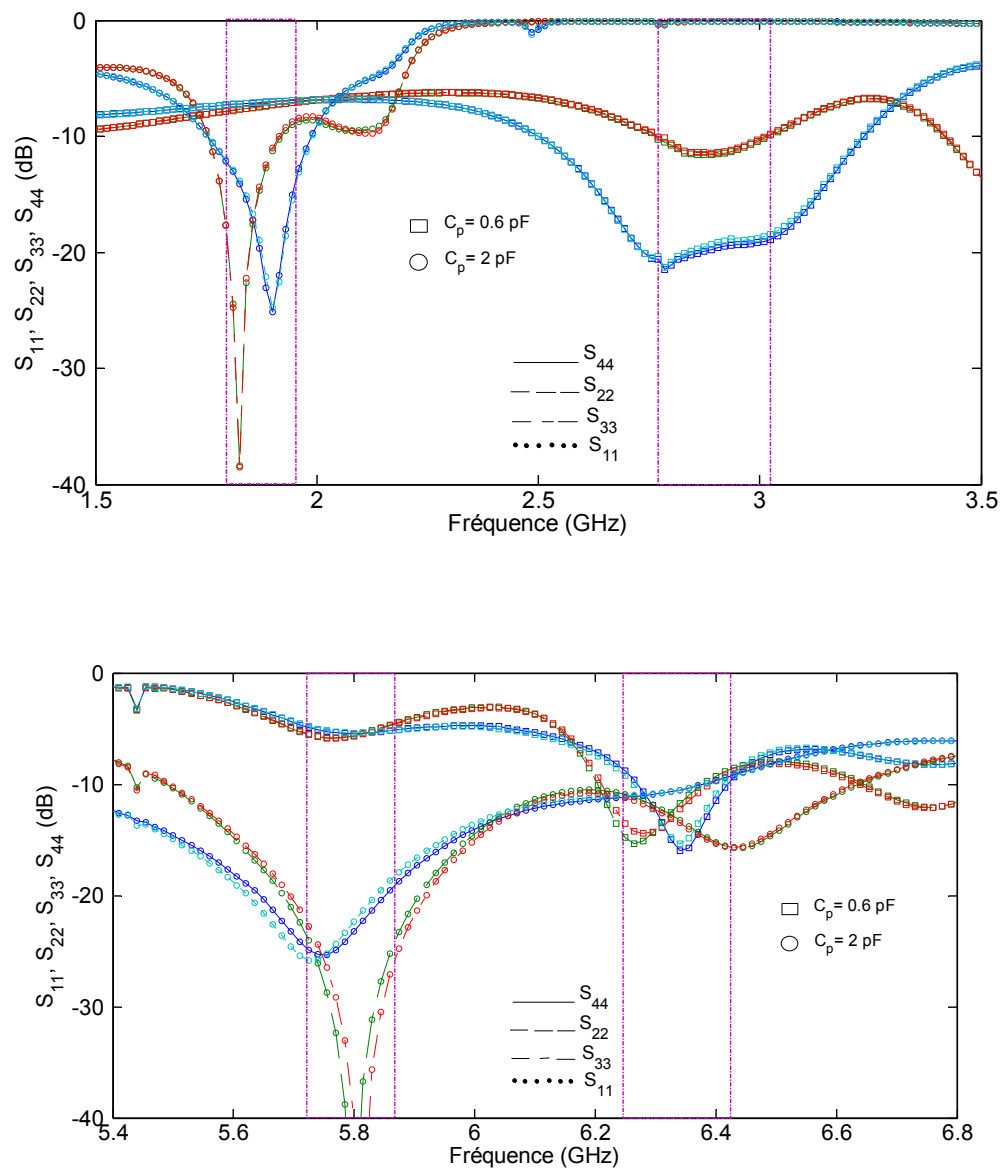


Figure 5.6 : Adaptations (S_{11} , S_{22} , S_{33} , S_{44}) aux ports de sorties

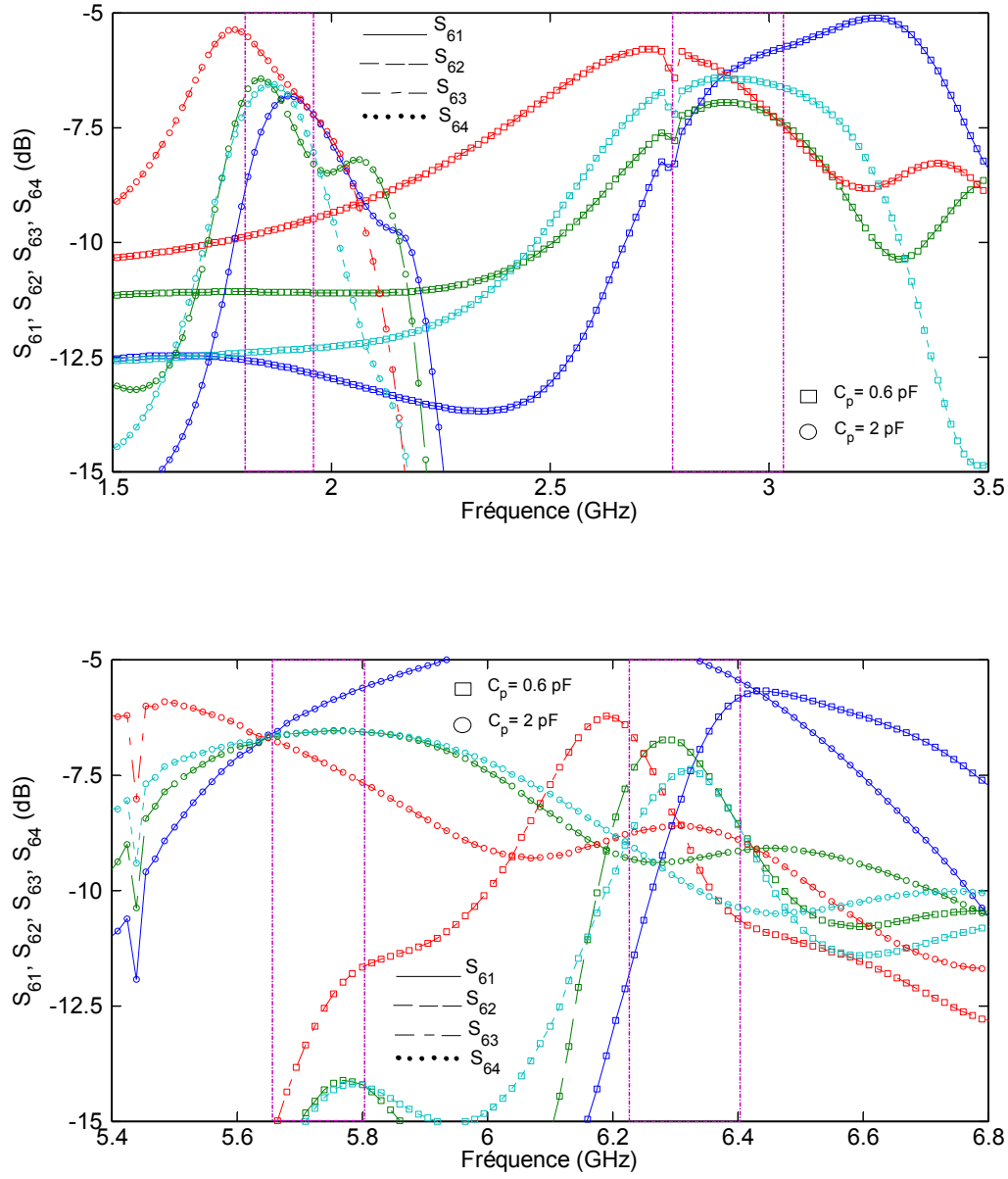


Figure 5.7 : Pertes d'insertions (S_{61} , S_{62} , S_{63} , S_{64}) entre le port d'entrée RF (6) et les sorties 1, 2, 3, et 4

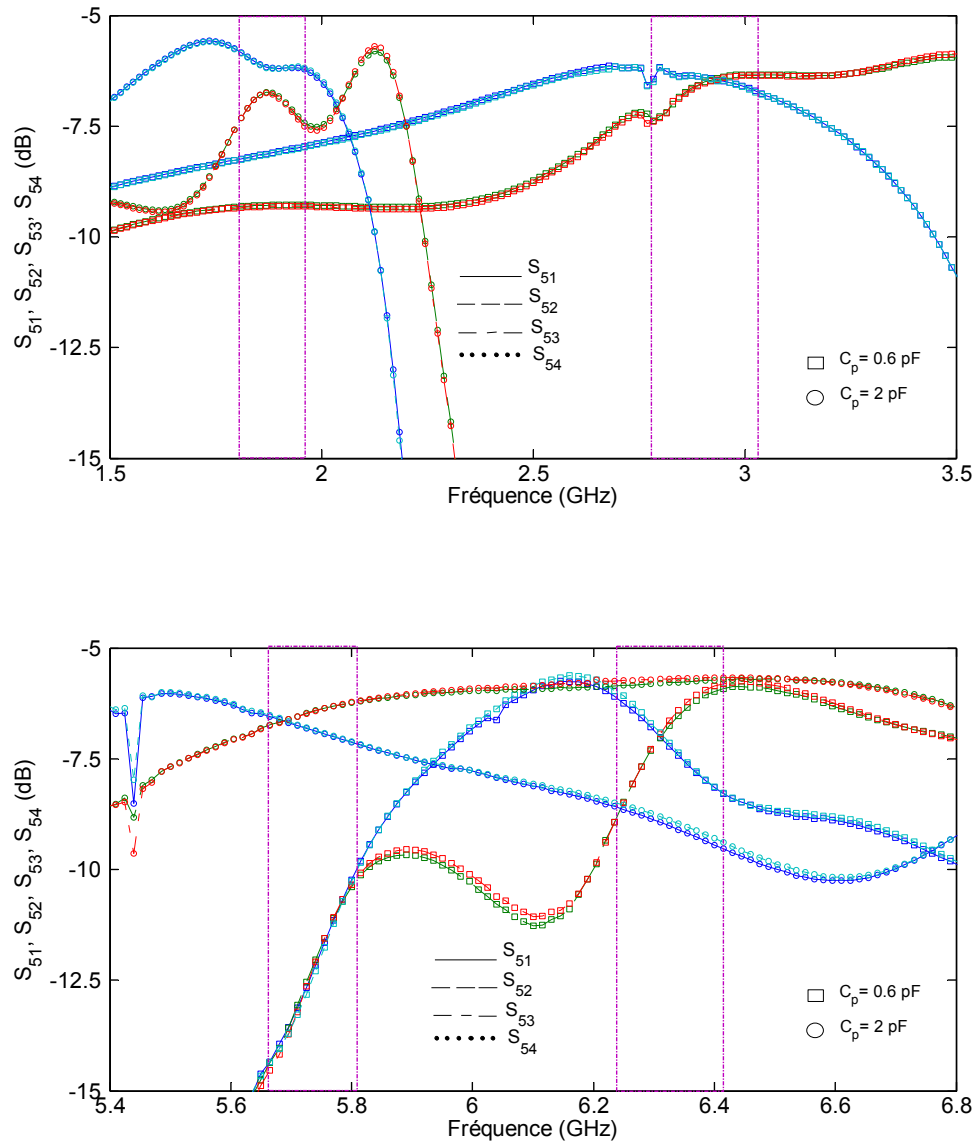


Figure 5.8 : Pertes d'insertions (S_{51} , S_{52} , S_{53} , S_{54}) entre le port d'entrée LO (5) et les sorties 1, 2, 3, et 4

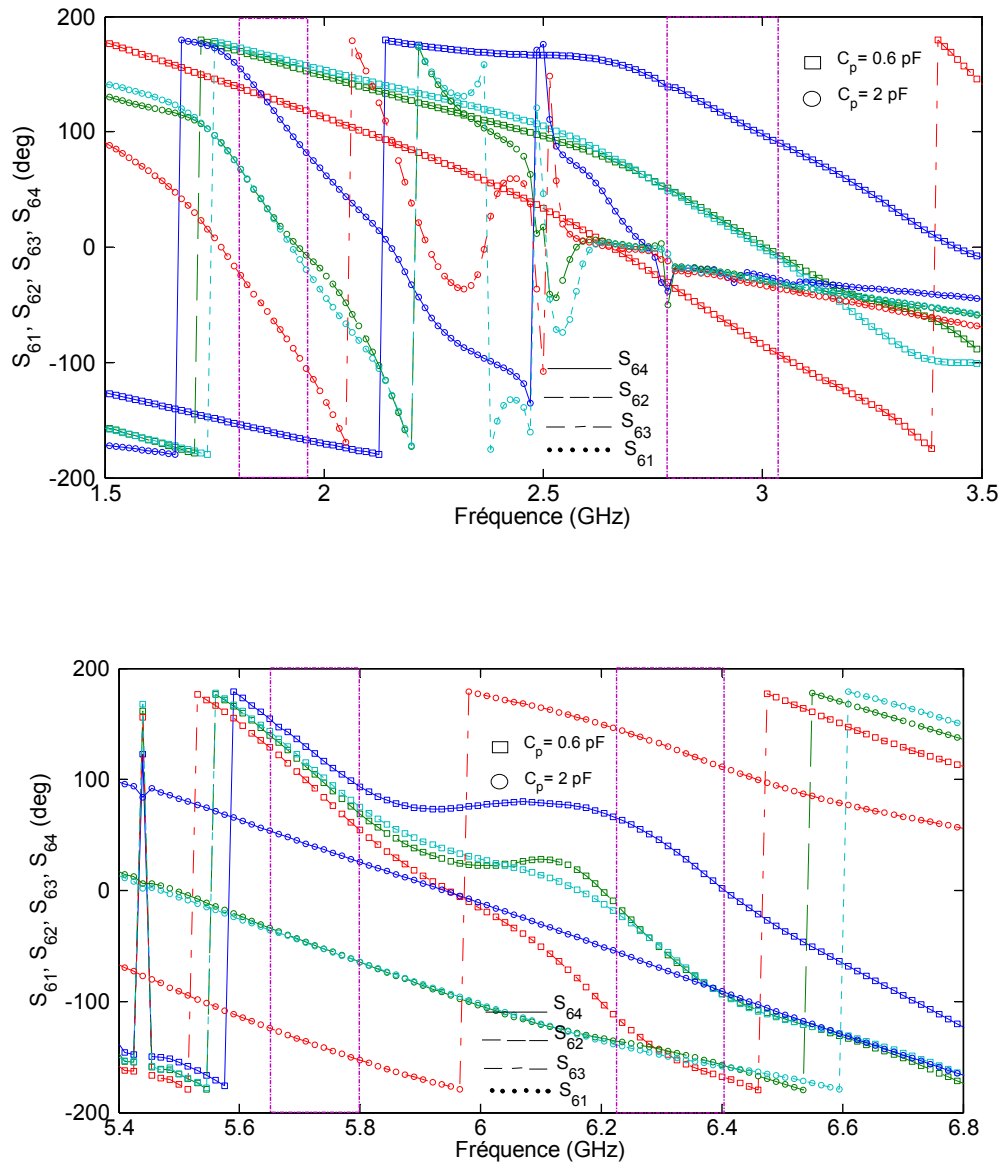


Figure 5.9 : Phases (S_{61} , S_{62} , S_{63} , S_{64}) entre le port d'entrée RF (6) et les sorties 1, 2, 3, et 4

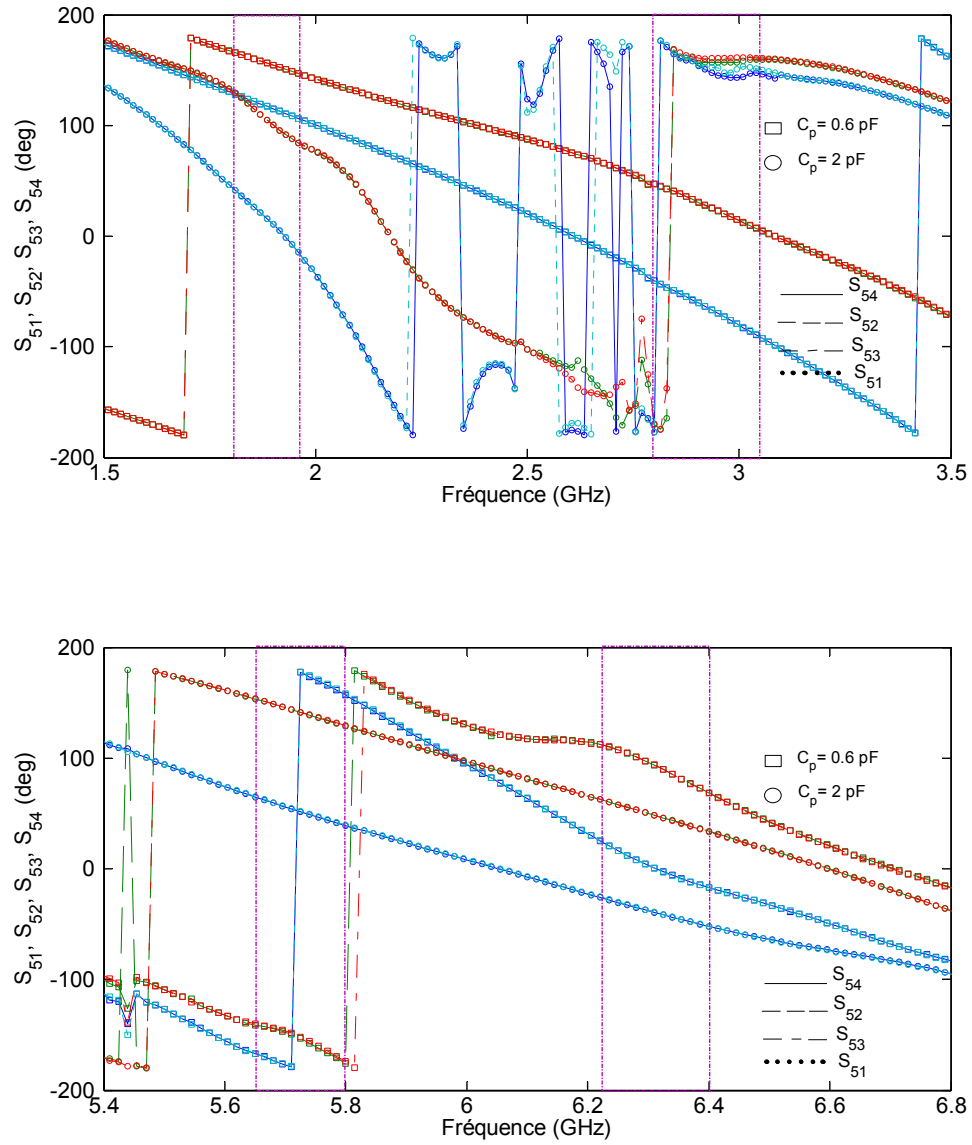


Figure 5.10 : Phases (S_{51} , S_{52} , S_{53} , S_{54}) entre le port d'entrée LO (5) et les sorties 1, 2, 3, et 4

5.4 Jonction six-port reconfigurable incluant les détecteurs de puissances : Prototype et résultats expérimentaux

Au début de la section 5.2 de ce chapitre, nous avons démontré qu'un signal numérique modulé MPSK reçu peut être démodulé à l'aide de détecteurs de puissance RF à large bande connectés à chaque ports de sorties de la jonction six-port multi-bande reconfigurable présentée à la Figure 5.4. Le détecteur de puissance logarithmique AD8318 de la compagnie Analog Device Inc est choisi pour détecter et convertir en bande de base (DC) les signaux RF présents aux ports de sorties de la jonction six-port. L'intégration des détecteurs de puissances à la jonction six-port permet ainsi de créer un démodulateur frontal RF multi-bande reconfigurable. Selon la fiche technique du détecteur de puissance AD8318, la plage de fréquences d'opération varie de 1 MHz à 8 GHz, avec une bande dynamique de puissance allant de -65 dBm à 5 dBm pour une impédance d'entrée de 50 Ω . Le détecteur est polarisé par une seule source de tension d'alimentation DC de 5 volt pour générer un courant de 68 mA nécessaire à son fonctionnement. Son temps de réponse se situe autour de 10 ns.

Le détecteur de puissance logarithmique AD8318 est modélisé par l'équation (5.22) afin de réaliser une analyse des signaux I et Q dont les expressions sont présentées aux équations (5.18) et (5.19) en fonction du déphasage $\Delta\theta = \theta_6 - \theta_5$

$$V_{\text{out}} = -0.024 \log_{10}[P] + 0.66 \quad 5.22$$

Dans l'équation (5.22), les variables P et V_{out} représentent la puissance du signal d'entrée et la tension de sortie DC aux ports du détecteur. La caractéristique V_{out} vs P du détecteur de puissance

AD8318, présenté à la Figure 5.11, est obtenue en exploitant un modèle non-linéaire de composante défini dans le domaine fréquentielle (FDD2P) contenu dans la plateforme schématique du logiciel ADS. La caractéristique V_{out} vs P modélisée présente une sensibilité du détecteur autour de -60 dBm et une plage dynamique allant de -60 dBm à 5 dBm pour une variation de la tension de sortie allant de 2 à 0.64 volt. Les performances du modèle obtenu sont identiques à celles présentées sur la fiche technique du détecteur de puissance AD8318.

La Figure 5.12 présente les résultats de simulation des tensions DC à la sortie de chaque détecteur de puissance en fonction du déphasage $\Delta\theta = \theta_6 - \theta_5$ entre les signaux d'entrées RF (6) et LO (5), pour le démodulateur six-port opérant à la fréquence centrale d'opération de 2.45 GHz ($C_p = 1\text{pF}$). Les courbes montrent que pour un signal numérique modulé QPSK, avec les valeurs de $\Delta\theta$ égales à 45° , 135° , 225° et 315° , les données numériques sont parfaitement reconstituées à partir des signaux I/Q dont les expressions sont données par les équations (5.18) et (5.19). Les performances du démodulateur six-port reconfigurable ont été aussi analysées à d'autres fréquences d'opération.

La Figure 5.13 présente un prototype du démodulateur frontal six-port reconfigurable réalisé en technologie microruban sur un substrat de type RT/Duroid 6010. Il est composé d'une jonction six-port multi-bande contrôlable en connexion avec quatre détecteurs de puissance RF (AD8318) montés en surface. Chaque coupleur hybride est composé de quatre diodes varactors semiconducteur de type MSV34,075 permettant de minimiser la taille du circuit et de contrôler les deux bandes du démodulateur six-port multi-bande.

La Figure 5.14 montre les résultats expérimentaux des paramètres S du démodulateur frontal six-port multi-bande reconfigurable présenté à la Figure 5.13. Les courbes représentent le

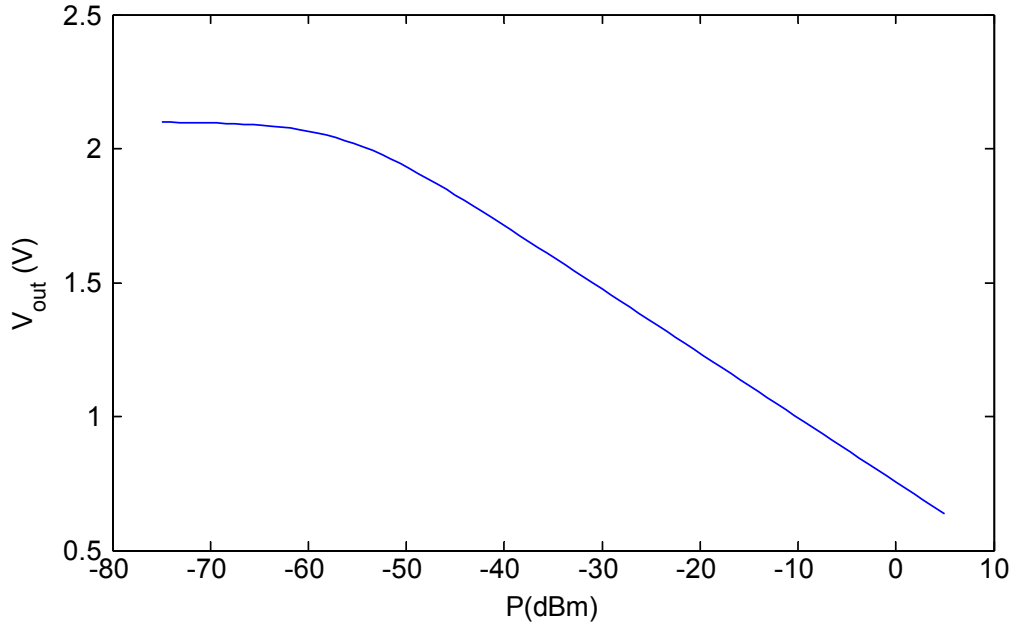


Figure 5.11 : Réponse logarithmique de la caractéristique V_{out} vs P_{in} représentant le modèle du détecteur de puissance RF AD8318

coefficient de réflexion et d'isolation (S_{66} , S_{65}) entre le port d'entrée RF 6 (RF_{in}) et le port de référence RF 5 (LO) pour les deux bandes de fréquences accordables allant de $f_{min1} = 1.36$ GHz à $f_{max1} = 2.8$ GHz et de $f_{min2} = 5.8$ GHz à $f_{max2} = 6.25$ GHz, correspondant aux tensions de polarisation des diodes varactors de $V_{bias} = 0$ et 25 volts. Des mesures similaires ont été effectuées pour les coefficients de réflexion S_{55} . D'après l'équation (2.22), le démodulateur six-port proposé exhibe une accordabilité fréquentielle de 69% pour la bande de fréquence inférieure et de 8% pour la bande supérieure. Notons que les quatre détecteurs de puissance connectés aux ports de sorties de la jonction six-port, numérotés par 1, 2, 3 et 4, sont utilisés pour obtenir les signaux de sortie en bande de base DC afin d'obtenir les signaux de sorties I et Q en utilisant deux soustracteurs (par exemple des comparateurs hautes vitesses) comme nous l'indiquent les expressions données par les équations (5.18) à (5.19).

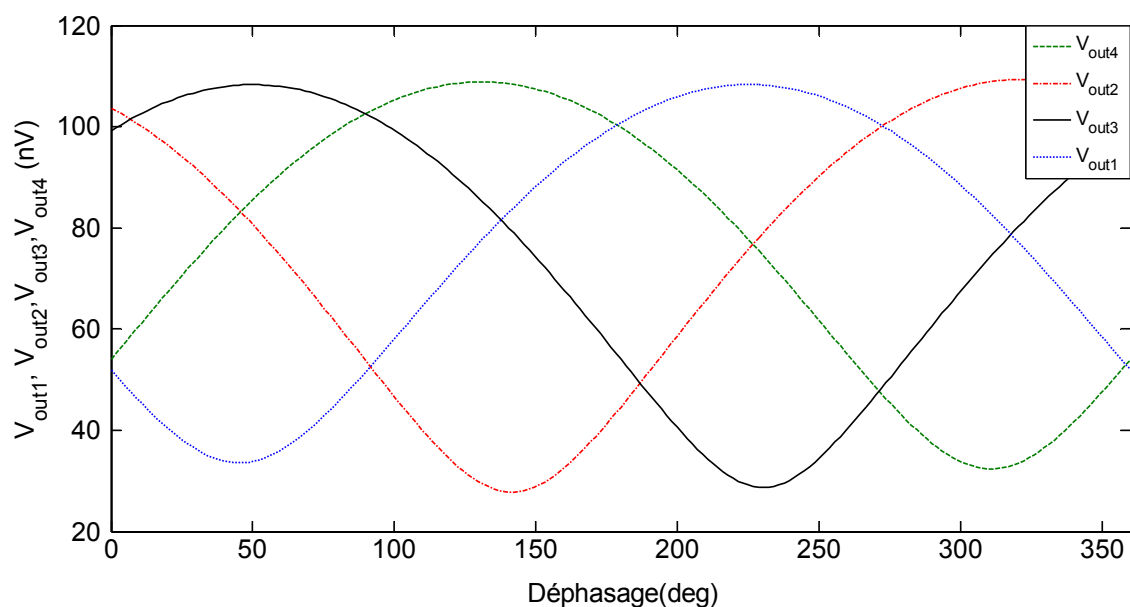


Figure 5.12 : Les tensions DC de sortie par rapport au déphasage

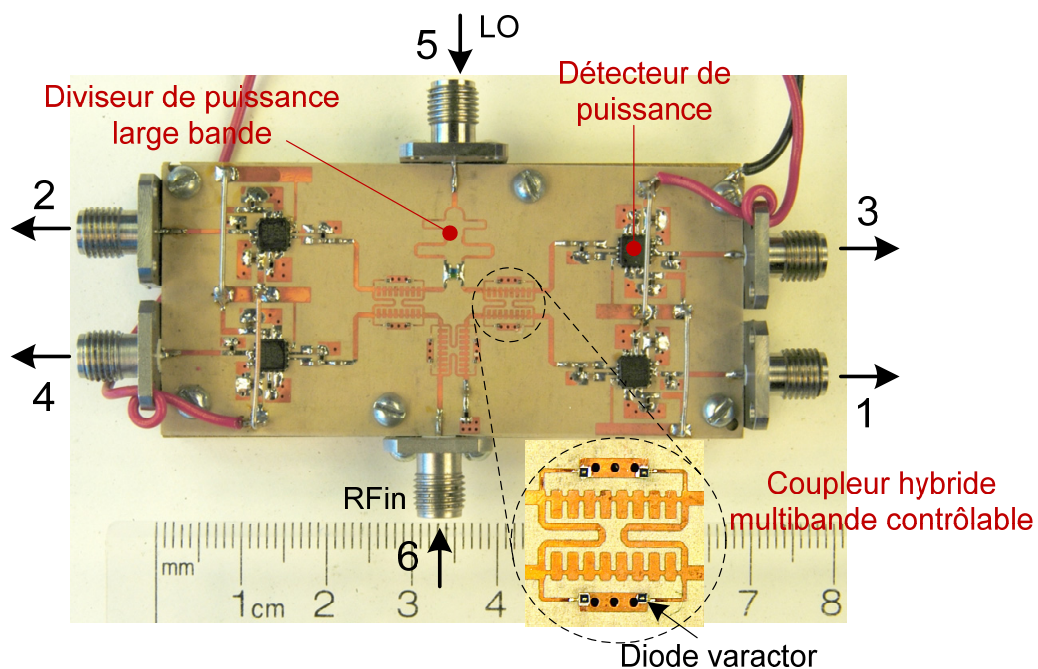


Figure 5.13 : Prototype de la jonction six-port frontal multi-bande reconfigurable incluant les détecteurs de puissance

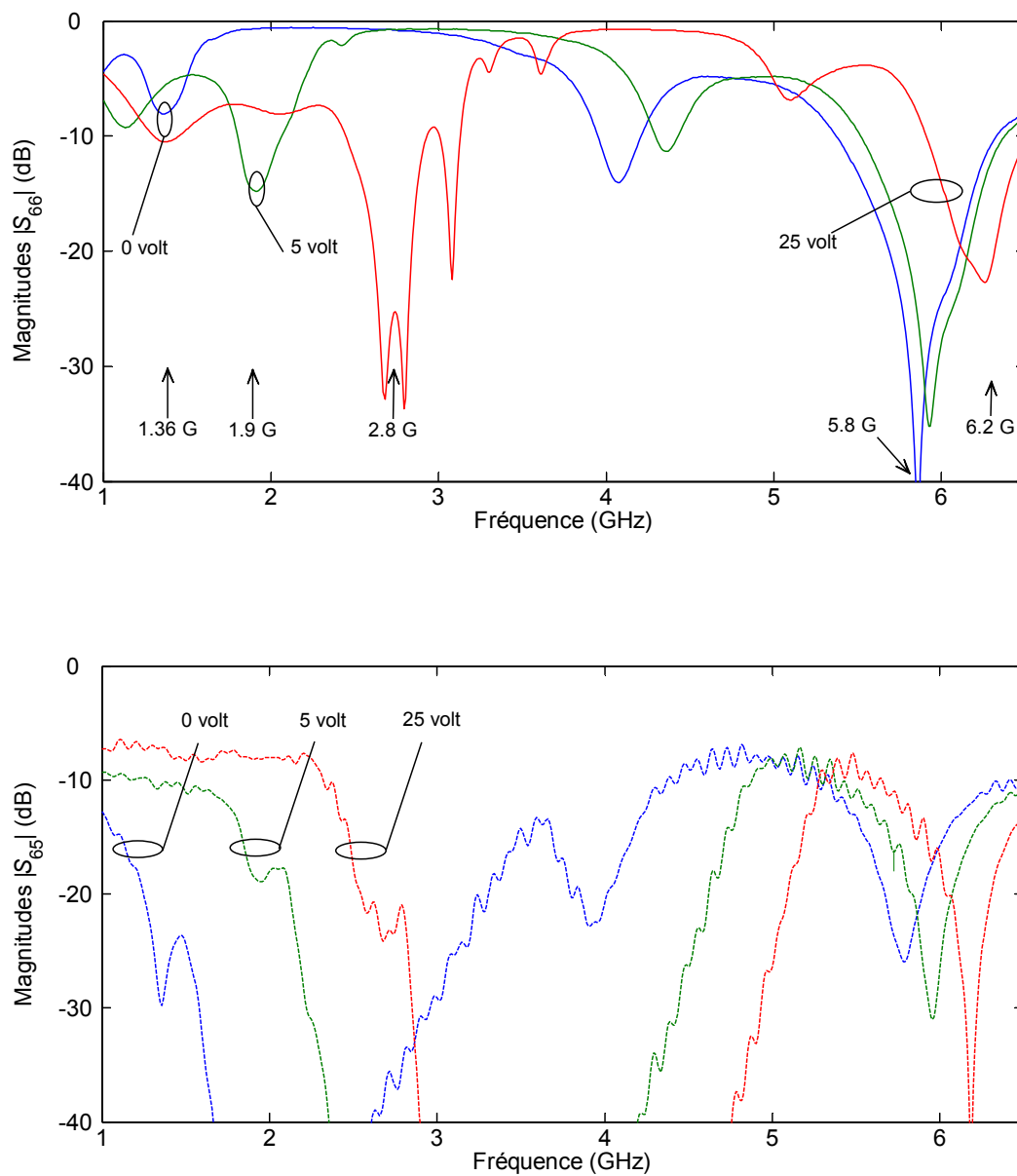


Figure 5.14 : Magnitudes mesurées S_{66} (dessus) et S_{65} (dessous) pour des tensions de polarisation $V_{\text{bias}} = 0, 5$ et 25 volt

5.5 Récepteurs conversion directe reconfigurable à base d'un filtre passe bande versus un démodulateur six-port

Dans cette section nous analysons deux types de récepteurs conversion directe reconfigurables: le premier récepteur utilise un filtre passe bande RF comme élément accordable, tandis que le deuxième est basé sur un démodulateur six-port contrôlable. Premièrement, nous présenterons un bref rappel sur le principe de modulation M-PSK, et par la suite nous aborderons la conception et réalisation complète de deux types de récepteurs numériques à conversion directe reconfigurables. L'architecture du premier récepteur est composée d'un filtre passe- bande contrôlable, tandis que le second récepteur est basée sur le démodulateur I/Q six-port multi-bande contrôlables.

5.5.1 Rappel sur la modulation M-PSK

La modulation de signal consiste essentiellement à coder l'information à transmettre, sous forme d'amplitude, de fréquence ou de phase. Le cas particulier d'une modulation numérique M-PSK consiste à modifier la phase de la porteuse, tout en gardant une amplitude constante, selon différents états de modulation ou symboles, que nous dénoterons par M . Un signal M-PSK est généralement définit par l'expression :

$$s(t) = A \cos[w_c t + \theta_n] \quad 5.23$$

$$\theta_n = \frac{2\pi(n-1)}{M}$$

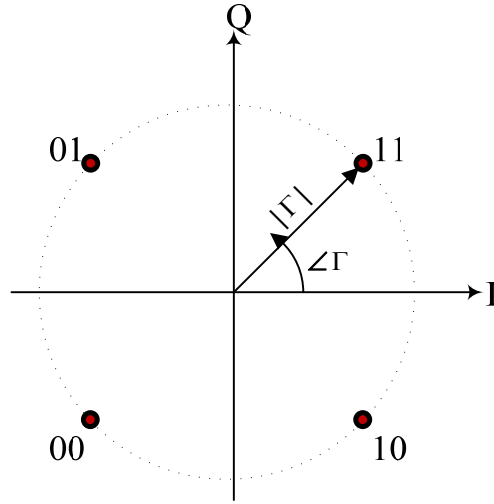


Figure 5.15 : Diagramme de constellation pour une modulation numérique QPSK avec code Gray binaire

L'équation (5.23) montre que la distance de phase entre deux états de modulation est de $2\pi/M$. La modulation M-PSK est représentée sous forme de diagramme polaire, encore appelé constellation, tel qu'illustré à la Figure 5.15 par la représentation d'une modulation numérique 4-PSK (QPSK). Les modulations BPSK ou 8PSK correspondent à des états de modulation $M=2$ et 8 (2^n , n est égal au nombre de bits par symbole). Le récepteur numérique doit donc déterminer lequel des états se situe à l'intérieur de la zone de décision se trouvant à une distance de phase de $\pm\pi/M$, et y associer le symbole correspondant.

La densité de spectre de puissance d'un signal numérique modulé M-PSK s'exprime par

$$P_{M-PSK} = \frac{E_s}{2} \left[\left(\frac{\sin \pi(f - f_c)T_s}{\pi(f - f_c)T_s} \right)^2 + \left(\frac{\sin \pi(-f - f_c)T_s}{\pi(-f - f_c)T_s} \right)^2 \right] \quad 5.24$$

$$E_s = E_b \log_2 M$$

$$T_s = T_b \log_2 M$$

$E_b = C/T_b$ et T_b représente l'énergie et la durée de transmission d'un bit. T_s et f représente la période et la fréquence de symbole. C et f_c représentent la puissance et la fréquence de la porteuse.

Nous observons de l'équation (5.24) que pour des modulations $M = 2^n = 2, 4$ ou 8 , les fréquences de transmissions de symboles ou encore vitesses de modulation correspondantes, sont égales à n/T_b ($n = 1, 2, 3$). Notons aussi que la largeur de bande absolue RF d'un signal modulé M-PSK diminue au fur et à mesure que M augmente. Par contre sa largeur de bande efficace augmente lorsque M augmente, puisqu'il est défini comme le ratio entre le taux de bits transmis sur la largeur de bande passante absolue.

Un autre paramètre important des modulations numériques M-PSK est la probabilité d'erreur sur les bits (BER). Cette probabilité d'erreur de bit est proportionnelle à la distance entre les symboles les plus rapprochés dans le diagramme de constellation. Cette distance est généralement égale à $2\sqrt{E_s} \sin(\pi/M)$. La probabilité d'erreur sur les bits permet de déterminer la performance de démodulation d'un récepteur M-PSK en fonction de l'efficacité de puissance d'un signal modulé ou encore par le rapport signal sur bruit (SNR). Le rapport signal sur bruit est généralement défini comme étant le ratio de l'énergie du bit (E_b) sur la densité spectrale de puissance de bruit (N_0). La probabilité moyenne d'erreur d'un symbole pour une modulation M-PSK est théoriquement définie par :

$$P_e = 2Q \left(\sqrt{\frac{2E_b \log_2 M}{N_0}} \sin \left(\frac{\pi}{M} \right) \right) \quad 5.25$$

$$Q_x = \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp(-x^2/2) dx$$

En pratique, l'expression taux d'erreur (BER) de bit est généralement utilisée pour mesurer les performances d'un récepteur, puisqu'on ne peut mesurer la probabilité d'erreur définie à l'équation (5.25).

Nous aborderons dans les sections suivantes l'analyse de la sensibilité (SNR) et de la bande dynamique de deux systèmes récepteurs contrôlables précédemment énoncés. Dans les deux cas, à l'exception des composantes contrôlables, tous les éléments constituant les récepteurs opèrent sur une large bande de fréquences. Nous présenterons les résultats de simulation des systèmes à l'aide du logiciel ADS. Par la suite, nous vous décrirons le montage complet du banc de test de mesures du récepteur à conversion direct multi-bandes contrôlables composé du démodulateur frontal six-port accordable. Finalement, les diagrammes de constellation et le BER du récepteur six-port reconfigurable seront présentés suivi d'un test de sélectivité

5.5.2 Architectures et simulation des systèmes

La Figure 5.16 présente les architectures des deux récepteurs conversion directe reconfigurables. Le premier est composé d'un filtre passe bande contrôlables (dessus) tandis que le second est équipé d'un démodulateur six-port accordable (dessous). La sensibilité des récepteurs est en grande partie affectée par le filtre passe bande à l'entrée, tandis que la largeur de bande dynamique dépend généralement de la performance du démodulateur.

Le sensibilité d'un récepteur est définie comme étant le minimum de niveau de puissance du signal RF reçu pour lequel le signal démodulé a un minimum spécifié de rapport signal sur bruit (SNR) ou encore un minimum de taux d'erreur de bits (BER). La bande dynamique quant à elle exprime le rapport entre le niveau maximal de puissance que le récepteur peut tolérer sur le

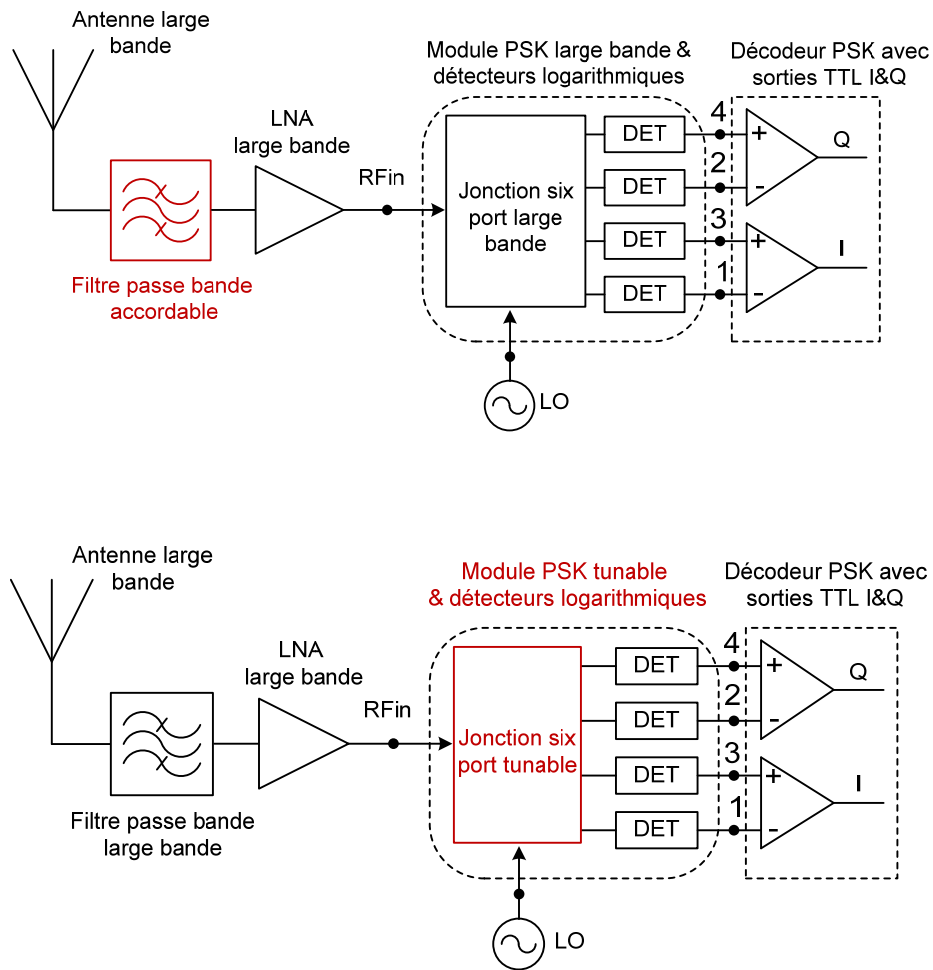


Figure 5.16 : Diagramme bloc du récepteur à conversion direct accordable basé sur un filtre passe bande accordable (dessus), et une jonction six-port accordable (dessous)

minimum de niveau de puissance détectable (MDS). Le principal paramètre influençant la sensibilité d'un récepteur est le niveau de bruit blanc associé au signal RF reçu en entrée du récepteur combiné au niveau de bruit généré par le récepteur. Le bruit généré par un récepteur est généralement obtenu en déterminant la figure de bruit totale (NF_t) du système qui est donnée par l'expression :

$$NF_t = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_1^2} + \frac{NF_3 - 1}{G_1^2 G_2^2} + \dots + \frac{NF_i - 1}{G_1^2 \dots G_{i-1}^2} \quad 5.26$$

NF_i , et G_i représentent la figure de bruit et le gain en absolu de la composante à différents étages du récepteur. D'autre part, la bande dynamique est généralement déterminée en obtenant le produit d'intersection d'ordre 3 (IIP3_t) équivalent du système donné par :

$$\frac{1}{(IIP3)_t} \approx \frac{1}{(IIP3)_1} + \frac{G_1^2}{(IIP3)_2} + \frac{G_1^2 G_2^2}{(IIP3)_3} + \dots \quad 5.27$$

$IIP3_i$ caractérise la distorsion non-linéaire de chaque composante du système.

À partir des équations (5.26) et (5.27), nous observons que la sensibilité d'un récepteur est en grande partie influencée par la figure de bruit de la première composante dans la chaîne de réception. La bande dynamique est beaucoup plus affectée par la non-linéarité de l'élément se trouvant à la fin de la chaîne de réception.

Nous avons analysé en termes de taux d'erreur de bit (BER), la sensibilité et la bande dynamique des deux récepteurs proposés dont les architectures sont présentées à la Figure 5.16. La première architecture emploie un démodulateur six-port large bande intégré avec un filtre passe bande contrôlable, tandis que le deuxième système est basé sur un démodulateur six-port bibande contrôlables intégré avec un filtre passe bande large bande.

Le filtre contrôlable que nous avons utilisé dans le premier système récepteur est identique à celui réalisé dans le chapitre 3 de cette thèse. C'est un filtre bimode réalisé en technologie microruban et conçu pour opérer dans les bandes mobile GSM et ISM (1900 MHz à 2.4 GHz). Il est composé d'un résonateur en forme de méandre et de quatre capacitances chargées. La

perturbation des modes dégénérés est obtenue en combinant une petite trace carrée de ligne microruban et une ligne résonante en forme de méandre additionnelle. L'accordabilité fréquentielle est réalisée en modifiant la longueur électrique de chaque branche du résonateur par des diodes varactors semiconducteur. Le filtre mesuré présente un pourcentage d'accordabilité fréquentielle de 23 % dont la fréquence centrale d'opération varie de 1.9 GHz à 2.4 GHz pour des tensions de polarisations des diodes varactors allant de 3 à 15 Volt. Il présente une largeur de bande fractionnelle constante à 3 dB autour de 5.75% et une perte d'insertion entre 3.1 et 7 dB sur toute la plage de fréquence dynamique. Les détails de conception et les performances du démodulateur six-port multi-bande contrôlables composant le second système récepteur accordable ont été bien décrits aux sections 5.3 et 5.4 de ce chapitre.

Dans les deux cas d'analyse des architectures présentées à la Figure 5.16, un amplificateur faible bruit large bande est utilisé pour amplifier le signal RF reçu afin d'obtenir une meilleure sensibilité, tandis que le modèle du détecteur de puissance présenté à la section 5.4 est exploité afin d'obtenir le signal de sortie DC d'un signal inconnu issue de la combinaison des signaux aux ports d'entrée RF (RFin) et de référence (LO). Ensuite, nous avons utilisé un circuit en bande de base composé de deux modules comparateurs pour générer les signaux en phase (I) et quadrature (Q).

La simulation et l'analyse des deux récepteurs reconfigurables sont réalisées à l'aide de la plateforme schématique du logiciel ADS. Dans les deux architectures, la partie transmetteur de signaux numériques est composée d'un module modulateur I/Q en connexion avec deux sources de tension pouvant générer des trains de bits pseudo-aléatoire à une vitesse de transmission de bit de 20 MHz. Notons que la vitesse de transmission de bits pour les modulations QPSK, 8PSK et 16PSK correspond à 2x20 Mbps, 3x20 Mbps et 4x20 Mbps, soit 40 Mbps, 60 Mbps et 80 Mbps

pour un nombre de bits associé à chaque symbole de 2, 3 et 4. Le niveau de puissance de la porteuse RF est défini à $P_s = -10$ dBm.

Tous les tests d'analyse des performances des deux récepteurs sont effectués en utilisant un signal RF modulé QPSK et avec une fréquence d'opération de la porteuse qui est maintenu égale à la fréquence d'opération du récepteur (f_{op}). Un modèle de Friis (Line-of-Sight : LOS) est utilisé pour représenter la propagation entre l'antenne émettrice et réceptrice possédant des gains de 4 dBi et distances de 1m. La Figure 5.17 présente le schéma typique de simulation du système récepteur/récepteur basé sur le démodulateur six-port reconfigurable. Un schéma identique a aussi été réalisé pour analyser le premier type de récepteur composé de filtre passe bande bimode. Un gain de 20 dB est défini pour le module amplificateur faible bruit des récepteurs. Un module représentant les paramètres S du filtre contrôlable mesurés à différentes tensions de polarisation est utilisé dans l'analyse du premier récepteur, tandis que la deuxième architecture emploie un modèle de simulation électromagnétique (EM) du démodulateur six-port multi-bande contrôlables. Les diodes varactors sont représentées par le modèle SPICE non linéaire dont les paramètres de la diode varactor sont définis au Tableau 2.3, tandis que le détecteur de puissance est représenté par l'équation (5.22).

La technique d'enveloppe non linéaire implantée dans le logiciel ADS est utilisée pour analyser les deux systèmes. Les fréquences d'opération du premier récepteur sont sélectionnées égales aux fréquences d'opération du filtre passe bande contrôlable (1.9 GHz à 3 volt, et 2.4 GHz à 15 volt). Les fréquences du deuxième récepteur quant à elles, sont sélectionnées égales à celles du module électromagnétique six-port contrôlable (1.9 GHz à 5 volt, 2.4 GHz à 15 volt, et 5.8 GHz à 0 volt). La Figure 5.18 présente les taux d'erreur de bits (BER) simulés pour différents

M-PSK Tunable Dual-Band Direct Conversion Receiver

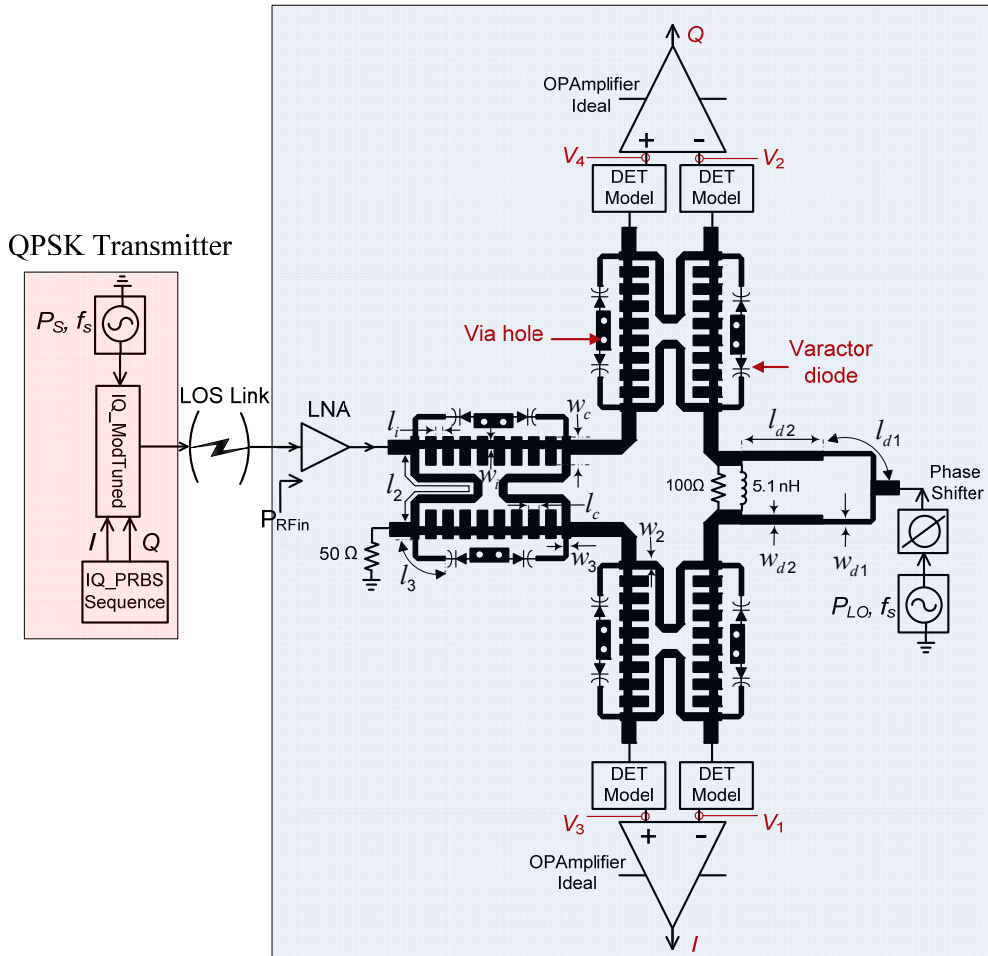


Figure 5.17 : Schématique ADS du récepteur conversion directe accordable, incluant le modèle EM de la jonction six-port frontal, les diodes varactor et le modèle non linéaire du détecteur de puissance RF

niveaux de rapport signal sur bruit (SNR ou E_b/N_0). Nous observons que les BER des deux récepteurs augmentent lorsque leurs fréquences d'opération diminuent. Cette variation du BER est causée par la désadaptation au port d'entrée des composantes contrôlables (filtre et démodulateur six-port) pour des tensions de polarisation décroissantes. Le niveau de puissance

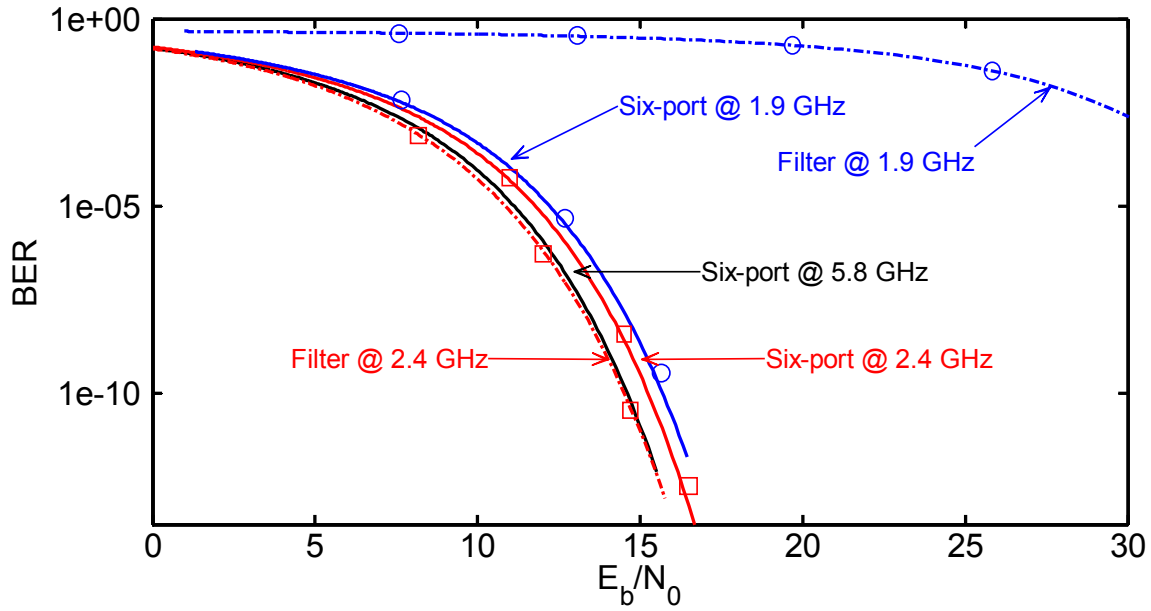


Figure 5.18 : BER simulés des récepteurs accordables proposés basé sur un filtre passe bande (ligne en pointillée) et un six-port frontal accordable (ligne pleine)

délivré (P_{del}) à l'entrée des composantes accordables est fonction de l'adaptation et est défini par les expressions

$$|S_{11}|^2 = \frac{P_{RFin} - P_{del}}{P_{RFin}} \quad 5.28$$

$$P_{del} = P_{RFin}(1 - |S_{11}|^2) \quad 5.29$$

Dans les équations (5.28) et (5.29), les paramètres S_{11} et P_{RFin} représentent les coefficients de réflexion illustrés à la Figure 3.18 et la Figure 5.14 et le niveau de puissance à la sortie du LNA. L'équation (5.29) montre que la puissance du signal QPSK délivré (P_{del}) diminue lorsque la tension de polarisation des diodes varactors diminue. En conséquence, le BER augmente puisque le ratio signal sur bruit (SNR) diminue. Les courbes de la Figure 5.18 montrent que le premier système récepteur opérant à la fréquence centrale d'opération de 1.9 GHz présente un taux

d'erreur de bits élevé. La dégradation du BER dans ce cas est principalement due à la perte d'insertion mesurée de 7 dB du filtre passe bande contrôlable illustrée à la Figure 3.18. Cette perte d'insertion augmente le niveau de bruit du récepteur selon l'équation (5.26). Nous pouvons conclure de cette première analyse du BER en fonction du SNR que le récepteur à conversion directe basé sur le module six-port contrôlable présente une meilleure sensibilité.

La bande dynamique du deuxième récepteur est analysée pour différentes fréquences centrales d'opération de $f_{op}=1.9, 2.4$ et 5.8 GHz, puisque le démodulateur six-port contrôlable présente des propriétés de non linéarité dues à la diode varactor. Nous présentons à la Figure 5.19 les résultats de simulation des BER en fonction du niveau de puissance du signal RF à l'entrée de l'amplificateur faible bruit avec un niveau de puissance du signal de référence (LO) de $P_{LO}=P_{RFin}+3$ (dBm). Les bandes dynamiques obtenues sont égales à 48, 65, et 81 dBm (de -64 à -16 dBm, -61 à 4 dBm, et -71 à 10 dBm) pour des fréquences centrales d'opération $f_{op}= 1.9, 2.4$, et 5.8 GHz (correspondant à un BER de 10^{-6}). Les courbes à la Figure 5.19 montrent que la bande dynamique du second récepteur est limitée par la diode varactor. Le minimum de signal détectable simulé est de -70 dBm, tandis que le maximum de niveau de puissance dépend de la non-linéarité des diodes varactors.

La sélectivité du deuxième récepteur est analysée pour différentes tensions de polarisation des diodes varactors. La Figure 5.20 montre les résultats des BER simulés en fonction des fréquences f_s d'un signal reçu modulé QPSK, situé proche de la fréquence centrale d'opération f_{op} . Nous observons que les BER augmentent rapidement lorsque la fréquence f_s est légèrement décalée de la fréquence f_{op} .

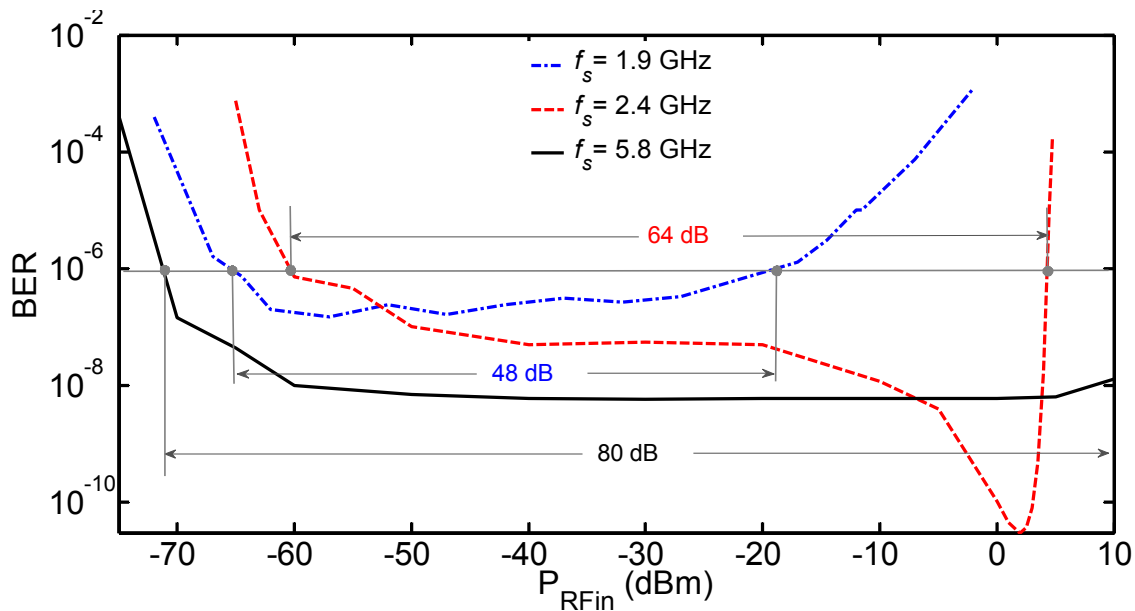


Figure 5.19 : BER simulés sur une plage de niveau de puissance (P_{RFin}) au port d'entrée du LNA, avec différentes fréquences centrales d'opération $f_{op} = 1.9, 2.4$ et 5.8 GHz

En nous basant sur les résultats de simulations des BER réalisées précédemment, nous pouvons conclure que l'architecture du récepteur numérique à conversion directe composé d'un démodulateur six-port contrôlable présente une meilleure sensibilité et une plus large plage de fréquence accordable que celui avec un filtre contrôlable. Notons la bonne robustesse du récepteur six-port proposé grâce à la large bande dynamique du démodulateur QPSK. Toutefois, un filtre passe bande contrôlable additionnelle au port d'entrée RFin pourrait être utile afin de rejeter tous signaux d'interférences situés très proches de la bande passante du récepteur.

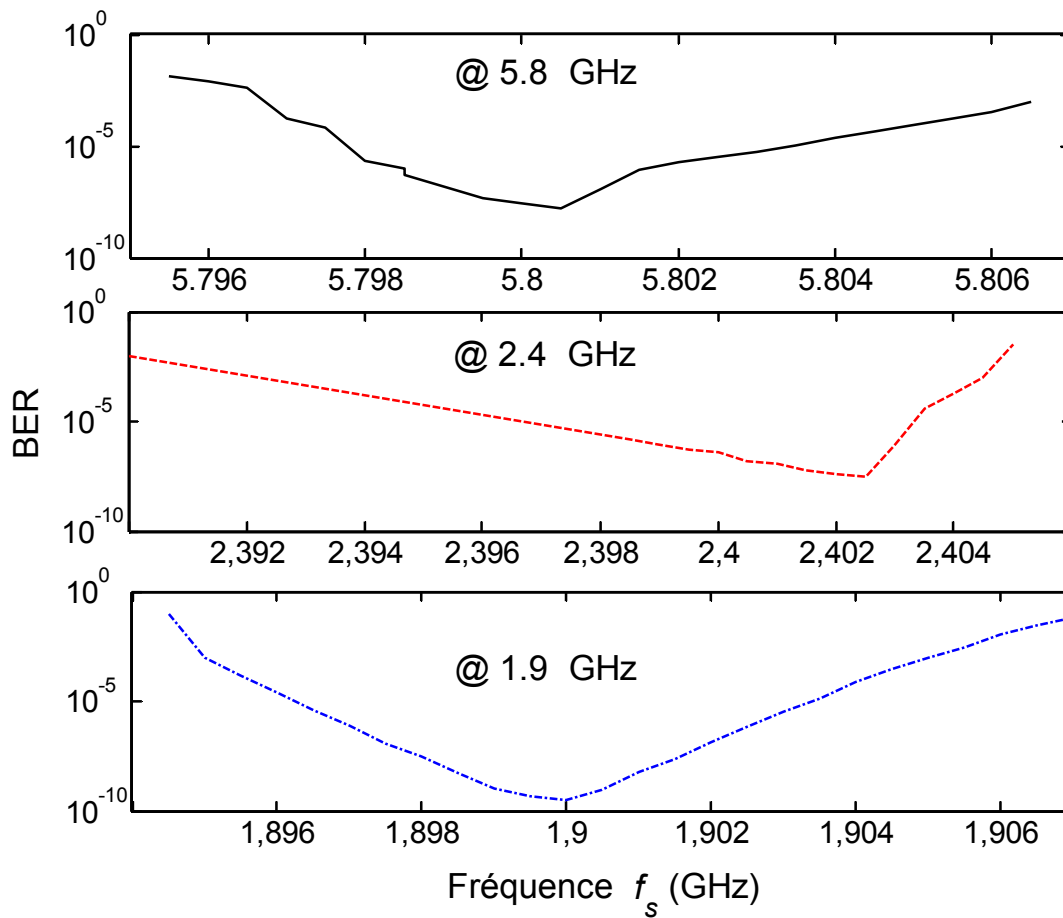


Figure 5.20 : BER simulés en fonction de la fréquence f_s d'un signal modulé QPSK reçu, avec différentes fréquences centrales d'opération $f_{op} = 1.9, 2.4$ et 5.8 GHz

5.6 Récepteur à conversion direct basé sur le module six-port bibande accordable : Banc d'essai et résultats expérimentaux

La Figure 5.21 représente, dans un environnement beaucoup plus réaliste, le diagramme bloc du banc de test de mesure du récepteur six-port multi-bande reconfigurable. Nous n'avons pas inclus le filtre passe bande à large bande dans les mesures dans cette architecture. Les blocs transmetteur et récepteur sont composés de deux antennes planaires quasi-Yagi large bande

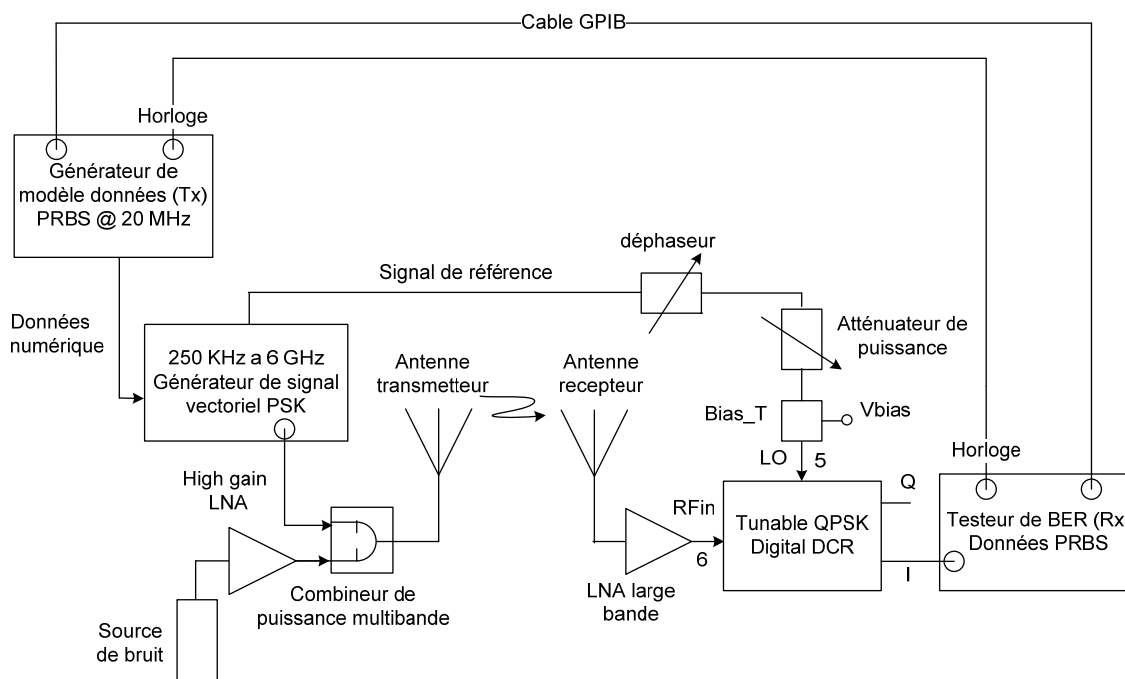


Figure 5.21 : Diagramme bloc du banc de test de mesure du récepteur six-port reconfigurable

provenant des travaux de recherches menés par KANEDA and al, 2002. Un générateur de signal vectoriel (Agilent E4438C) et un générateur de série de données (Anritsu ME522A Tx) sont utilisés ensembles afin de créer une modulation QPSK standard de séquence de bits pseudo-aléatoire (PSBR) $2^{23}-1$. Pour tous les tests réalisés, nous utilisons un signal cohérent provenant du générateur E4438C comme oscillateur local afin d'obtenir de meilleures performances du récepteur. Une source de bruit HP346C en connexion avec un amplificateur large bande à gain élevé et un combineur de puissance large bande sont utilisés pour combiner différents niveaux de bruit blanc avec le signal QPSK transmis afin de mesurer les performances du récepteur en terme du rapport signal sur bruit (SNR).

Pour accroître la sensibilité ou le minimum de signal détectable par le récepteur, le module récepteur contrôlable proposé est composé d'un amplificateur faible bruit large bande Gali 39+

de la compagnie Mini-Circuit opérant dans la plage DC à 7 GHz, de la compagnie Mini-circuit Inc. De plus, la jonction six-port multi-bande accordables est connectée à quatre détecteurs de puissance RF large bande (AD8318, opérant de 1 MHz à 8 GHz). Deux comparateurs haute vitesse quad (AD8564), avec un temps de réponse de 7 ns, de la compagnie Analog devices Inc sont utilisés pour générer les signaux démodulés I/Q à partir des tensions DC de sorties aux détecteurs de puissance. Les constellations du signal QPSK démodulé sont par la suite directement visualisées sur un oscilloscope suivant l'expression vectorielle complexe $\Gamma = I + jQ$, avec les signaux I et Q donnés par les équations (5.18) et (5.19). De plus, les mesures du taux d'erreur de bits (BER) sont obtenues à l'aide du module récepteur de données pseudo-aléatoire (Anritsu ME522A Rx) en conjonction avec un signal d'horloge synchronisé provenant du module transmetteur de données pseudo-aléatoire.

Une photographie du banc de test de mesure est présentée à la Figure 5.22. Les antennes émettrice et réceptrice sont distantes de 0.6 m. La puissance générée par le générateur de signal vectoriel est de -22 dBm, correspondant à un minimum de niveau de puissance du signal détectable mesuré autour de -70 dBm à l'entrée de l'amplificateur faible bruit (Gali 39+). Un atténuateur variable fixé à -30 dB est utilisé pour ajuster le rapport entre le niveau de puissance aux entrées RFin et LO du six-port. Les diodes varactors sont polarisées simultanément à travers un circuit de polarisation trois ports, communément appelé Bias-T, connecté au port de référence LO. Les tests effectués sur le récepteur sont réalisés avec un taux de séquences de bits pseudo-aléatoire de 40 Mbps dans une modulation QPSK.

La Figure 5.23 présente une séquence pseudo-aléatoire des signaux de sortie I/Q démodulés dans le domaine temporel, pour une fréquence d'opération du récepteur à 1.9 GHz (c'est-à-dire pour une tension de polarisation de 5 volt). Dans cette même figure, nous présentons les résultats de

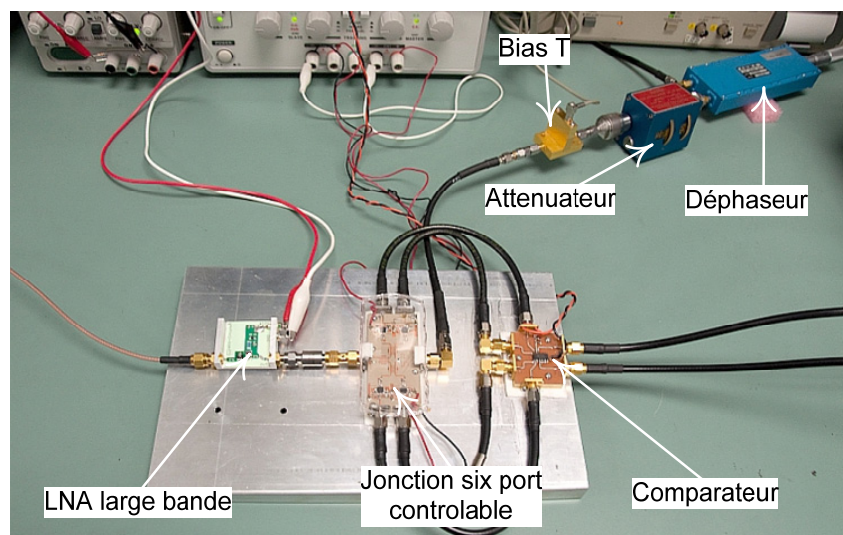
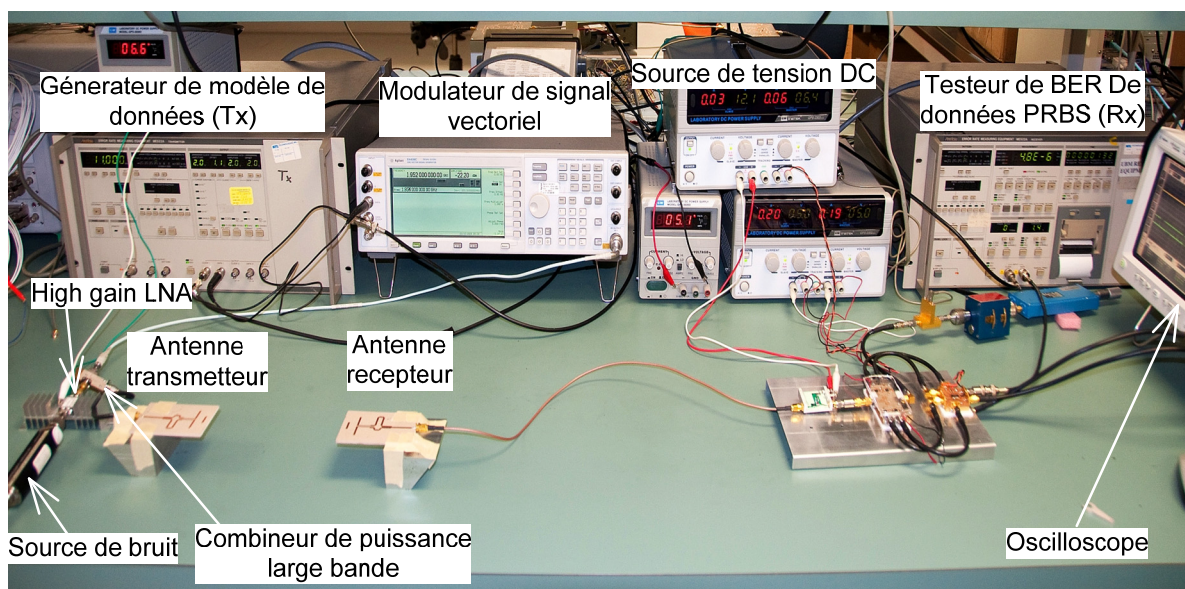


Figure 5.22 : Photographie du banc de test de mesure du récepteur six-port reconfigurable

mesures des différentes constellations des signaux démodulés pour différentes fréquences d'opération du récepteur à 1.9 GHz (5 volt), 2.45 GHz (15 volt), et 5.8 GHz (0volt).

La Figure 5.24 présente les mesures des diagrammes de constellations de signaux QPSK démodulés pour différents SNR (E_b/N_0) de 5 et 18 dB. La grande distorsion du diagramme de constellations lorsque la fréquence d'opération du récepteur diminue est due à la désadaptation au port d'entrée RFin (6) de la jonction six-port contrôlée par des diodes varactors.

Nous avons mesuré la sensibilité et la sélectivité du récepteur proposé à différentes fréquences centrales d'opération f_{op} en termes de performances du BER. Les résultats de simulation et de mesures des différents BER en fonction du rapport SNR (E_b/N_0) sont présentés à la Figure 5.25. Les petites différences observées entre les résultats simulés et mesurés des BER sont attribuables à des erreurs de mesures du banc de test, tel que des erreurs de mesure de niveau de bruit ou par exemple la distance entre les deux antennes qui n'est pas exactement comme dans la simulation. Les courbes mesurées de la Figure 5.25 montrent que le BER se dégrade lorsque la fréquence f_{op} diminue comme dans le cas de la simulation du système. La dégradation du BER par rapport à la fréquence f_{op} observée est due à la désadaptation au port d'entrée RFin lorsque la tension de polarisation des diodes diminue. En fait, la désadaptation dans ce cas est dynamique et est en fonction de la tension appliquée qui modifie la condition au port d'entrée de la jonction six-port.

La sélectivité du récepteur opérant à différentes fréquences d'opération f_{op} de 1.9 GHz (5 volt), 2.4 GHz (15 volt), et 5.8 GHz (0 volt) est investiguée en mesurant les BER en fonction de la fréquence f_s du signal QPSK reçu. Les résultats de mesures de la sélectivité du récepteur sont présentés à la Figure 5.26. Les courbes montrent que le BER augmente rapidement lorsque la

fréquence f_s du signal modulé est légèrement décalée par rapport à la fréquence d'opération f_{op} du démodulateur six-port.

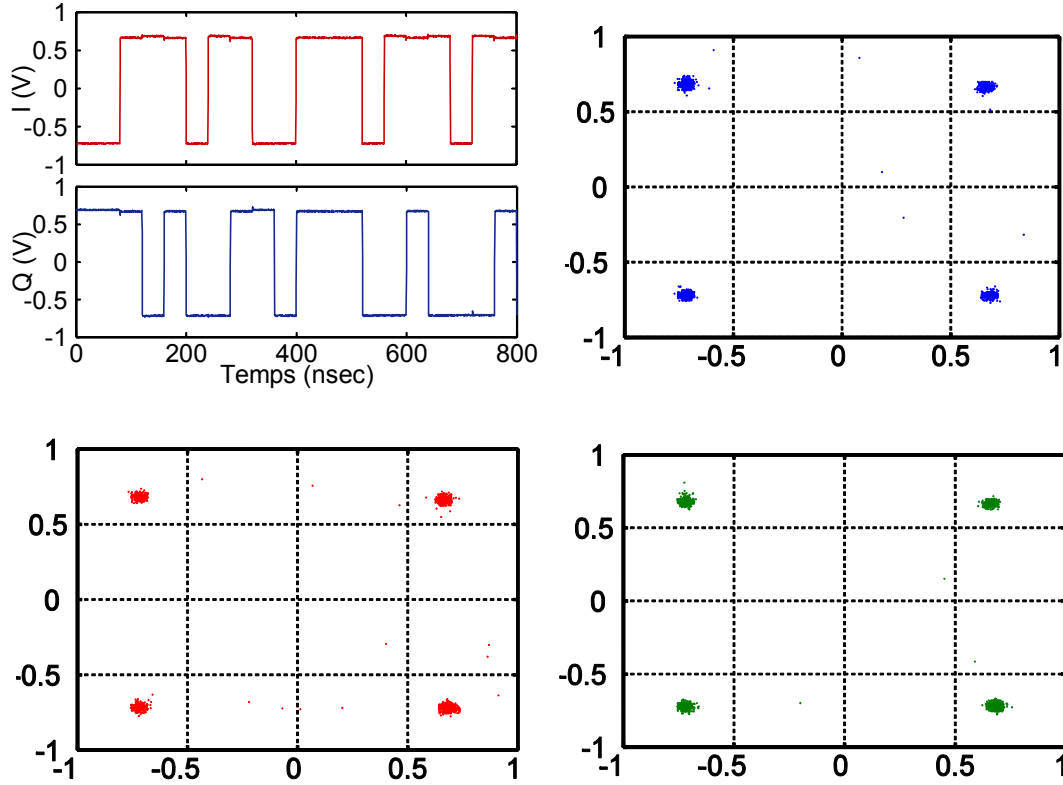


Figure 5.23 : Séquences de signaux I/Q mesurées par rapport au temps (dessus coin gauche), et constellations du signal QPSK démodulé sans bruit ajouté aux fréquences d'opération de 1.9 GHz (dessus coin droit), 2.45 GHz (dessous coin gauche) et 5.8 GHz (dessous coin droit)

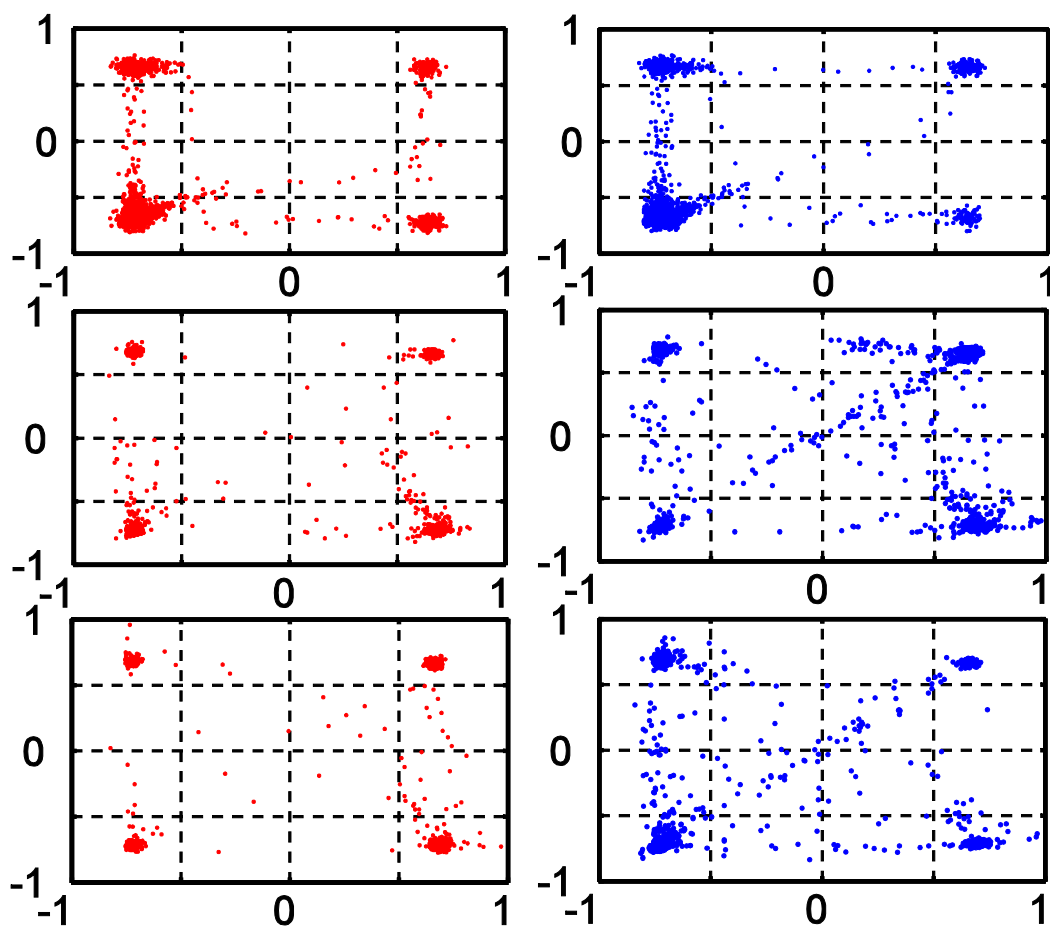


Figure 5.24 : Constellations du signal QPSK démodulé mesurées avec E_b/N_0 de 18 dB (dessus, milieu et dessous coin gauche) et 5 dB (dessus, milieu et dessous coin droit), aux fréquences d'opération de 1.9 GHz (dessus, coin gauche et droit), 2.45 GHz (milieu, coin gauche et droit), et 5.8 GHz (dessous, coin gauche et droit)

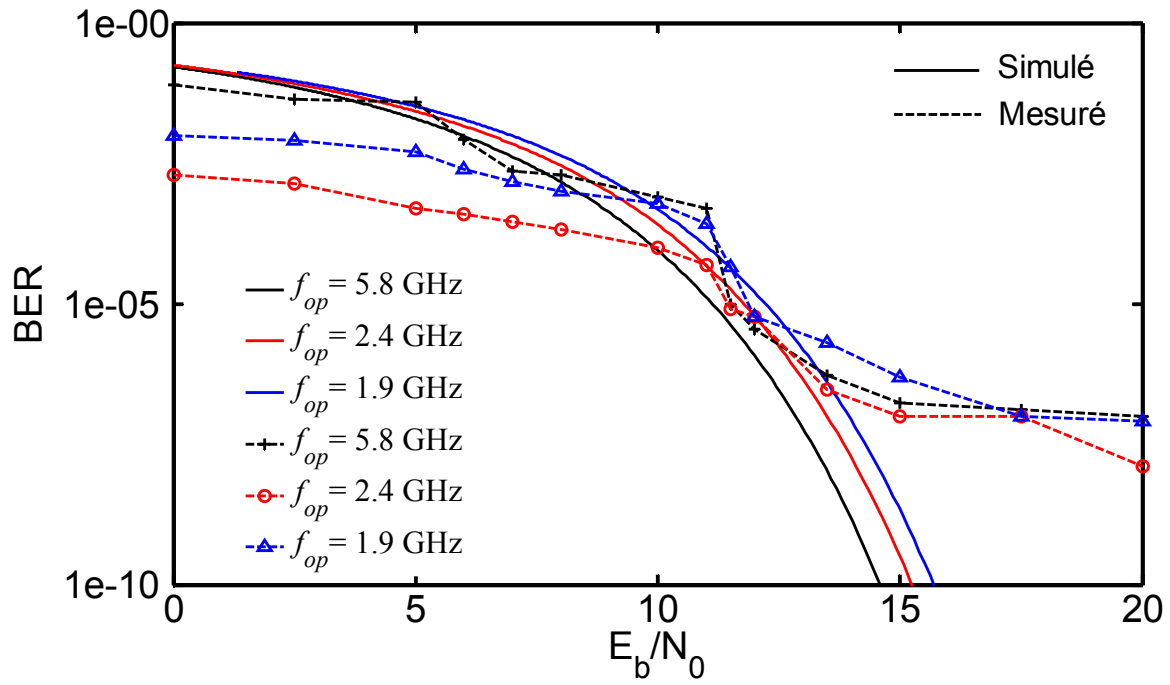


Figure 5.25 : BER mesurés en fonction de E_b/N_0 du récepteur six-port reconfigurable à différentes fréquences centrales d'opération $f_{op} = 1.9$ GHz ($V_{bias} = 5$ volt), 2.4 GHz ($V_{bias} = 15$ volt), et 5.8 GHz ($V_{bias} = 0$ volt)

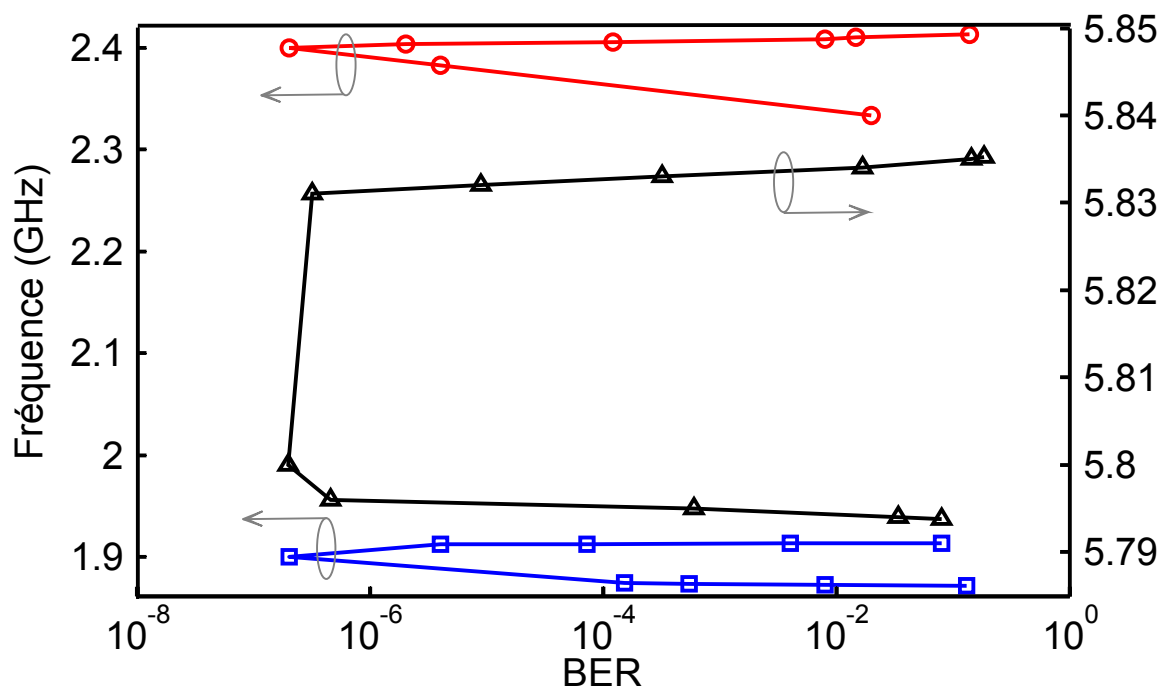


Figure 5.26 : BER mesurés en fonction de la fréquence f_s d'un signal QPSK reçu sans bruit ajouté du récepteur six-port reconfigurable à différentes fréquences centrales d'opération f_{op} = 1.9 GHz (V_{bias} = 5 volt), 2.4 GHz (V_{bias} = 15 volt), et 5.8 GHz (V_{bias} = 0 volt)

CONCLUSIONS ET TRAVAUX FUTURS

Les prochaines générations des systèmes radios télécommunication devront être capables de s'adapter et de s'ajuster par rapport à des situations indésirables dans leur environnement. Ces systèmes devront être constitués de composantes pouvant réaliser de multiples fonctions. C'est dans cet esprit qu'il est nécessaire d'axer les recherches dans le développement de composantes multi-bandes reconfigurables par logiciels, dans le but de réaliser des systèmes radios cognitives.

Nous avons donc proposé et réalisé plusieurs types de composantes frontal RF et un récepteur conversion directe multi-bande et reconfigurable dédié aux systèmes de communications sans fil numériques. Nos travaux dans ce domaine ont générés 10 publications, incluant les articles de journaux et de conférences.

Dans un premier temps, nous avons caractérisé et réalisé des capacités IDC composées de mince couche de BST afin d'extraire la variation de la capacitance, de la résistance équivalente série, en fonction de différentes tensions de polarisation. Nous avons aussi modélisé la variation de perte tangentielle ainsi que la constante diélectrique du matériel BST aux fréquences RF/microondes.

En nous basant sur les capacités discrètes IDC BST réalisées ainsi que sur des diodes varactors semi-conducteur standard, nous avons réalisé et comparé les performances de deux coupleurs hybrides quadrature accordables. Le coupleur hybride multi-bande accordable avec le BST a présenté 29.2% et 4.3% d'accordabilité fréquentielle pour la première et la deuxième bandes pour des tensions de polarisation de 0 à 25 volt. D'autre part, nous avons obtenu 45.9% et 5.2% pour

le coupleur avec diodes varactors semi-conducteur. Les tests d'intermodulations montrent que le coupleur avec capacités IDC BST présente une meilleure linéarité. Les comparaisons de performance entre ces composantes accordables ont démontré que le matériel ferroélectrique présente un potentiel dans le développement des systèmes de communication radio sans fil intelligents et à application cognitive.

Nous avons aussi investigué et validé expérimentalement un filtre bimode multi-bande aux fréquences U-NII de 5.2 et 5.8 GHz. Tout d'abord, nous avons conçu, fabriqué et testé deux filtres bimodes bandes étroites. Ensuite une configuration multicouche en conjonction avec deux transitions à couplage capacitif à été utilisée pour combiner les deux filtres et générer les deux bandes de fréquences requises. Nous avons par la suite réalisé une version contrôlable du filtre bimodes en utilisant des diodes varactors semiconducteur. Les capacitances diodes varactors ont été utilisées pour modifier et coupler les fréquences de résonance des deux modes dégénérés afin de faire varier la fréquence centrale d'opération du filtre de 1.9 à 2.45 GHz.

Nous nous sommes ensuite tournés vers la conception d'un amplificateur faible bruit multi-bande pour des systèmes de communication sans fil aux fréquences WLAN. Nous avons tout d'abord réalisé un LNA un étage présentant un maximum de gain et un minimum de figure de bruit possible aux deux bandes de fréquences d'opération. Le LNA réalisé présente une fréquence de réjection entre les deux bandes d'opération permettant de supprimer tout signal non désiré. Par la suite nous avons réalisé un LNA cascadié deux étages afin d'améliorer le gain total avec un minimum de figure de bruit. Les mesures de non-linéarité ont été aussi effectuées afin d'observer les limitations du LNA.

Les différentes composantes réalisées nous ont permis de concevoir et de tester un récepteur à conversion direct multi-bande reconfigurables pouvant opérer aux bandes de fréquences GSM (1.9 GHz), ISM (2.45 GHz) et WIMAX (5.8 GHz). Tout d'abord, deux types complémentaires d'architectures de récepteur à conversion direct accordables ont été analysés en termes de performances du BER. Par la suite nous avons conclu que l'architecture basée sur le module frontal six-port accordable présentait de meilleures performances en termes de sensibilité et de largeur de bande de fréquence accordable, mais avec une bande dynamique limitée par la non linéarité des diodes varactors. Ensuite, un banc de test complet de mesures du récepteur à conversion direct basé sur le six-port frontal accordable a été monté. Des résultats expérimentaux de BER ont été effectués afin de valider le concept d'accordabilité fréquentielle et de sélectivité du récepteur proposé. Les performances des différents BER montrent que le système récepteur reconfigurable proposé présente un grand potentiel pour les futurs systèmes de communication sans fil avec des possibilités cognitives.

TRAVAUX FUTURS

Nous avons utilisé les équations de transformations conformes afin de modéliser et de caractériser les capacités varactor BST en extrayant les paramètres électriques et physiques tels que la perte tangentielle, la constante diélectrique ainsi que la capacitance. Notre première suggestion concerne la modélisation non-linéaire de la capacité varactor BST. En effet, de nos jours il n'existe aucun modèle permettant de prédire le comportement non-linéaire des varactors ferroélectriques comme dans le cas de la diode varactor semi-conductrice qui comporte un

modèle Spice bien défini par logiciel. Un modèle non-linéaire de la capacité varactor BST permettrait par exemple de prédire rapidement et précisément la distorsion d'un signal RF qui traverse la varactor BST par rapport à un certain niveau de puissance RF.

Notre seconde suggestion s'arrête sur la conception du filtre multi-bande multicouche et sur le filtre microruban accordable par les diodes varactors. Le filtre multi-bande proposé présente un problème d'intégration à un système complet de radio communication sans fil. En effet, les performances du filtre passe bande qui réalisé en dessous du substrat et qui opère à 5.2 GHz pourraient être modifié par le plan de masse commun au système émetteur/récepteur complet. Il serait donc souhaitable d'améliorer l'architecture du filtre multi-bande en intégrant un plan de masse en dessous du filtre fonctionnant à 5.2 GHz.

En ce qui concerne le filtre passe bande reconfigurable, bien qu'il soit accordable sur une large bande de fréquence, il serait profitable de résoudre le problème de désadaptation qui varie avec la tension de polarisation de la diode varactor. Un système d'adaptation d'impédance devrait donc être intégré au filtre de manière à garder le coefficient de réflexion et d'insertion constante pour les différentes tensions de polarisation des diodes varactors. Le système d'adaptation d'impédance permettrait de maintenir une perte d'insertion du filtre accordable autour de 3 dB.

Notre dernière suggestion concerne la conception et la réalisation du système récepteur frontal reconfigurable. Nous sommes encore loin d'un récepteur intégré complet à base de six-port. En effet, plusieurs éléments ne sont pas inclus dans la présente étude. Dans un récepteur réel reconfigurable, la fréquence du signal de la porteuse à l'entrée LO du six-port doit être identique et synchronisé la fréquence du signal RF reçu par l'antenne réceptrice. Il serait donc intéressant

de réaliser et d'intégrer au six-port un circuit à verrouillage de phase reconfigurable, dans le but de récupérer automatiquement la porteuse LO. Finalement, les travaux décrits dans cette thèse supposent un canal de communication unique. Cependant, les systèmes de communications réels utilisent des bandes de fréquences composées de multiples canaux. Il est donc nécessaire et avantageux de compléter le récepteur en réalisant des circuits permettant de sélectionner l'un des canaux de la bande et d'éliminer les canaux adjacents, nous pouvons citer par exemple des filtres reconfigurables passe bandes à ondes acoustiques.

RÉFÉRENCES

LI J., BOSISIO R.-G. AND WU K., 1995 “A six-port direct digital millimeter wave receiver,” *IEEE MTT Symposium Digest*, 3, 1659-1662.

TATU S. O., MOLDOVAN E., WU K., BOSISIO R. G., DENIDNI T. A., 2005 “Ka-band analog front-end for software-defined direct conversion receiver,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 53:9, 2768-2776.

CARTA C., VOGT R., BACHTOLD W., 2005 “Multiband monolithic BICMOS low-power low-IF WLAN receivers,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, 15:9, 543-545.

CHANG S.-F. R., CHEN W.-L., CHANG S.-C., 2005 “A dual-band RF transceiver for multistandard WLAN applications,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 53:3, 1048-1055.

CHANG W., KIRCHOEFER S. W., POND J. F. AND HORWITZ J. S., SENGUPTA L. 2002 “Strain-relieved Ba_{0.6}TiO₃ thin films for tunable microwave applications” *J. of Applied Physics*, 91:3.

KIRCHOEFER S. W., CHANG W., BELLOTTI J. A. AND POND J. F., 2003 “dependence of microwave tuning and loss on materials properties and strain in BST thin film” *tunable ferroelectric material and devices for microwave applications*, EuMC, Munich.

WEIL C., MULLER ST., SCHEELE P., BEST P., LUSSEM G. JAKOBY R., 2003 “novel highly anisotropic liquid-crystal mixtures for tunable microwave devices” *Electronic Letters*, 39:24, 1732-1734.

VALASEK J. 1921 “Piezo-Electric and Allied Phenomena in Rochelle Salt,” *Physical Review*, 17 : 4. 475–481.

KOHLSTEDT H., MUSTAFA Y., GERBER A., PETRARU A., FITSILIS M., MEYER R., BÖTTGERM U., AND WASER R. 2005 “Current status and challenges of ferroelectric memory devices,” *Microelectronic Engineering*, 80, 296–304.

ITOH H, KASHIHARA K., OKUDAIRA T., TSUNEMINE Y., OHNO Y., NISHIMURA T., HORIKAWA T. AND SHIBANO T. 1995 “Integration of BST thin film for DRAM fabrication,” *Integrated Ferroelectrics*, 11:1. 101–109.

KOTECKI D., BANIECKI J., SHEN H., LAIBOWITZ R., SAENGER K., LIAN J., SHAW T., ATHAVALA S., CABRAL C., DUNCOMBE P., GUTSCHE M., KUNKEL G., PARK Y.-J., WANG Y.-Y., AND WISE R. 1999 “(ba,sr)tio₃ dielectrics for future stacked capacitor dram,” *IBM Journal of Research and Development*, 43:3. 367–382.

THOMPSON D, TANTOT O., JALLAGEAS H., PONCHAK G., TENTZERIS M., AND PAPAPOLYMEROU J. 2004 “Characterization of liquid crystal polymer (LCP) material and

transmission lines on LCP substrates from 30 to 110 GHz,” *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, 52:4. 1343–1352.

MUELLER S., PENIRSCHKE A., DAMM C., SCHEELE P., WITTEK M., WEIL C., AND JAKOBY R. 2005 “Broad-band microwave characterization of liquid crystals using a temperature-controlled coaxial transmission line,” *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, 53:6. 1937–1945.

MUELLER S., FELBER C., SCHEELE P., WITTEK M., HOCK C., AND JAKOBY R., 2005 “Passive Tunable Liquid Crystal Finline Phase Shifter for Millimeterwaves,” *Proc. 35th European Microwave Conf.*, vol. 1.

MARIN R., MOESSINGER A., GOELDEN F., MUELLER S., AND JAKOBY R., 2007 “77 GHz reconfigurable Reflectarray with Nematic Liquid Crystal,” *Proc. 2nd European Conference on Antennas and Propagation*, 1–5.

VENDIK O., TER-MARTIROSYAN L., AND ZUBKO S. 1998 “Microwave losses in incipient ferroelectrics as functions of the temperature and the biasing field,” *Journal of Applied Physics*, 84. 993.

LINES M. AND A.M G. 1977, *Principles and Applications of Ferroelectrics and Related Materials*, ser. Oxford Classic Texts. Oxford University Press Inc., New York.

GEVORGIAN S.S, MARTINSSON T., LINNER P. L. J., AND KOLLBERG E. L. 1996, "CAD models for multilayered substrate interdigital capacitors," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 44:6. 896-904.

LOURANDAKIS E., SCHMIDT M., SEITZ S., WEIGEL R. 2008, "Reduced size frequency agile microwave circuits using ferroelectric thin-film varactors", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 56:12. 3093-3099.

FARDIN E. A., HOLLAND A. S., GHORBANI K. 2007, "Frequency agile 90° hybrid coupler using barium strontium titanate varactors", *IEEE International Microwave Theory Tech. Symp Dig.*, 3-8.

POZAR, M. D. 1998, *Microwave engineering*, USA ; John Wiley & Sons.

SUN K.-O., HO S.-J., YEN C.-C., WEIDE D., 2005 "A compact branch-line coupler using microstrip discontinuous microstrip lines," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, 15:8. 519-520.

ANTOGNETTI P. AND MASSOBRIO G., 1993, *Semiconductor device modeling with SPICE*, McGraw-Hill Inc.

WILLIAM, A. E., ETIA A. E., 1977 "Dual-mode canonical waveguide filters," *IEEE Trans., MTT-25*, 1021-1026.

FIEDZIUSZKO S. J., 1982 "Dual-mode dielectric resonator loaded cavity filters," *IEEE Trans., MTT-30*, 1311-1316.

WANG C., ZAKI, K. A. AND ATIA A. E., 1997 "Dual-mode conductor-loaded cavity filters," *IEEE MTT-45*, 1240-1246.

WOLFF I., 1972, "Microstrip bandpass filter using degenerate modes of a microstrip ring resonator," *Electronics Letters*, 8:12, 302-303.

CURITS J. A. AND FIEDZIUSZKO S. J., 1991 "Miniature dual mode microstrip filters," *IEEE MTTS, Digest*, , 443-446.

CURITS J. A. AND FIEDZIUSZKO S. J., 1992 "Multi-layered planar filters based on aperture coupled dual-mode microstrip or stripline resonators," *IEEE MTT-S Digest*, 1203-1206.

MANSOUR R. R., 1994 "Design of superconductive multiplexers using single-mode and dualmode filters," *IEEE Trans. MTT-42*, 1411-1418.

KARACAOGLU U., ROBERTSON I. D., AND GUGLIELMI M., 1994 “An improved dual-mode microstrip ring resonator filter with simple geometry,” in *Proceedings of the European Microwave Conference*, 472–477.

HONG J.-S. AND LANCASTER M. J., 1995 “Bandpass characteristics of new dual-mode microstrip square loop resonators,” *Electronics Letters*, 31:11, 891–892.

HONG J.-S. AND LANCASTER M. J., 1995 “Microstrip bandpass filter using degenerate modes of a novel meander loop resonator,” *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, 5:11, 371–372.

HONG J.-S. AND LANCASTER M. J., 1995 “Realization of quasielliptic function filter using dualmode microstrip square loop resonators,” *Electronics Letters*, 31: 24, 2085–2086.

MASS S. A. 2003, *Nonlinear microwave and RF circuits*, USA, Artech House, Inc

BURKE J. J., JACKSON R. W., 1989 “Surface-to-surface transition via electromagnetic coupling of microstrip and coplanar waveguide” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 37:3. 519-524.

BALANIS A., 2nd edition 1982, *Antenna theory*, USA ; John Wiley & Sons.

HONG J.-S. AND LANCASTER M. J., 2001, *Microstrip filters for RF/Microwave applications*, USA ; John Wiley & Sons.

MOREIRA C. P., KERHEVE E., JARRY P., BELOT D., 2006 “A concurrent fully-integrated LNA for WLAN IEEEb/g/a applications,” in *Proc.36th European Microwave Conf.*, 1552-1555

DAO V. K., CHOI B. G., PARL C. S., 2006 “Dual-band LNA for 2.4/5.2 GHz applications,” in *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf.*, 413-416

YOO S-S, YOO H-J., 2007 “A compact dualband LNA using self matched capacitor,” *IEEE International Workshop on Radio-Frequency Integration Technology*, 227-230

LIN S-C, DENG P-H, LIN Y-S, WANG C-H, CHEN C. H, 2006 “Wide-Stopband Microstrip Bandpass Filters Using Dissimilar Quarter-Wavelength Stepped-Impedance Resonators” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 54:3. 1011-1018.

CHANG K. F., TAM K. W, 2005 “Miniaturized cross-coupled filter with second and third spurious responses suppression,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, 15:2, 122–124

ROBERTSON I.D, 2001 “RFIC and MMIC design and technology,” UK, Michael Faraday House, 2nd edition

GILMORE, ROWAN, 2003 “Practical RF circuit design for modern wireless systems,” Vol. 2: Artech House

DAO V. K., CHOI B. G., PARL C. S., 2006 “Dual-band LNA for 2.4/5.2 GHz applications,” in *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf.*, 413-416

LI, J., BOSISIO R.G., WU K., 1995, “Computer and measurement simulation of a new digital receiver operating directly at millimeter-wave frequencies,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 43, 2766-2772.

GAGNE J, F., GAUTHIER J., WU K., BOSISIO R. G., 2004 “Low cost architecture of direct conversion digital receiver,” *Microwave Antennas and Propagation*, 151, 71-76.

E. MARSAN, J.-C. SCHIEL, G. BREHM, K. WU, R.-G BOSISIO, 2002 “High-speed carrier recovery circuit suitable for direct digital QPSK transceivers,” *Radio and Wireless Conference*, 103-106.

Y. ZHAO, K.WU, AND R. G. BOSISIO, 2006 “Multi(Six)-port impulse radio for ultra-wideband,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 54:4, 1707–1712.

LIM H-S, KIM W-K, YU J-W, PARK H-C, B W-J, SONG M-S, 2007 “Compact Six-Port Transceiver for Time-Division Duplex Systems,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, 17:5, 394–398

ZENGGUANG L. W., YILMAZ H., BERROTH M., 2006 “A Dual-Frequency Wilkinson Power Divider,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.*, 54: 1, 278-284.

KANEDA N., DEAL W.R., QIAN Y., WATERHOUSE R., AND ITOH T., 2002 “A broadband planar quasi-Yagi antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 50, 1158-1160.

LISTES DES PUBLICATIONS

Journaux:

DJOUMESSI .E. E., TATU S., WU, K. “Frequency-agile dual-band direct conversion receiver for cognitive radio systems”, *IEEE Trans. Microw. Theory and Techniques*, 58:1, 87-94.

DJOUMESSI .E. E., WU, K. 2009 “Multilayer dual-mode dual-bandpass filter”, *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, 19:1. 21-23.

DJOUMESSI .E. E., MARSAN E., CALOZ C., CHAKER M., WU, K. 2006 “Varactor-tuned dual-band quadrature hybrid coupler” *IEEE Microw. and Wireless Compon. Lett.* 16:11, 603-605.

DJOUMESSI .E. E., CHAKER M., WU, K. 2009 “Varactor-tuned quarter-wavelength dual-bandpass filter,” *IEE Proc., Microw. Antennas Propag.* 3:1, 117-124.

DJOUMESSI .E. E., JAEHO O., CHAKER M., WU, K. “Thin-film barium-strontium-titanate (BST) Varactor-based tunable dual-band quadrature hybrid coupler,” submit to the *IEEE Trans. on Microw. Theory and Techniques (T-MTT)*

J. Oh, S. Delprat, M. Ismail, M. Chaker, E. E. Djoumessi, K. Wu, 2009 “Improvement of Ba_{0.5}Sr_{0.5}TiO₃ thin-films microwave properties using codoping with Mg-W and Al-W,” *Integrated Ferroelectrics Journal*, 112:1, 24-32.

Conférences:

DJOUMESSI .E. E., WU, K. 2010 “Electronically tunable diplexer for frequency-agile transceiver front-end”, in Proc. *IEEE MTT-S. Microw. Symp.* 1472-1475.

DJOUMESSI .E. E., WU, K. 2009 “Tunable multi-band direct conversion receiver for cognitive radio systems”, in Proc. *IEEE MTT-S. Microw. Symp.* 217-220.

DJOUMESSI .E. E., WU, K. 2009 “Varactor-tuned dual-mode bandpass filter for wireless applications,” in Proc. *IEEE Radio and Wireless Symp.* 646-649

DJOUMESSI .E. E., CHAKER M., WU, K. 2008 “Varactor-tuned multi-band six-port front-end for wireless applications,” in Proc. *Asia Pacific Microw. Conf.* 1-5

DJOUMESSI .E. E., WU, K. 2009 “Dual-band low-noise amplifier using step-impedance resonator (SIR) technique for wireless system applications,” in the Proc. of *EUMC Conf.* 2009, 1307-1310

DJOUMESSI .E. E., WU, K., 2010 “Reconfigurable RF front-end for frequency-agile direct conversion receivers and cognitive radio system applications,” in Proc. *IEEE Radio and Wireless Symp.* 272-275.

ANNEXE: 1 Matrices de transmission et transformations

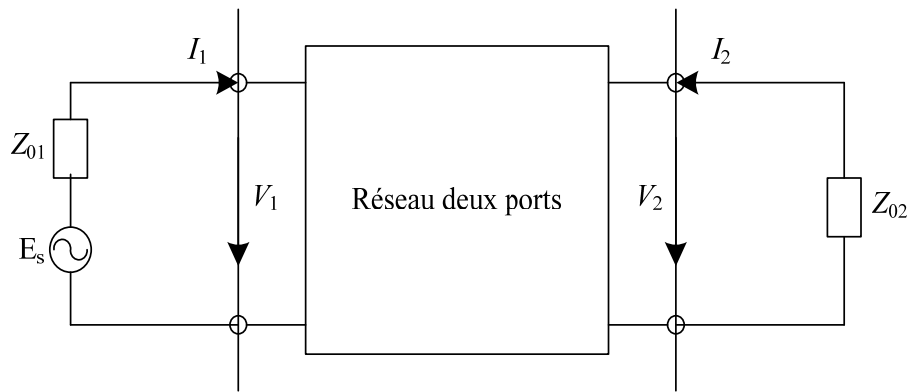
Tableaux illustrant les relations entre les différents paramètres d'une ligne de transmission

Paramètres S en termes des paramètres $ABCD$, Y , et Z			
	$ABCD$	Y	Z
S_{11}	$\frac{A + B/Z_0 - CZ_0 - D}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$	$\frac{(Y_0 - Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{(Z_{11} - Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}$
S_{12}	$\frac{2(AD - BC)}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$	$\frac{-2Y_{12}Y_0}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{2Z_{12}Z_0}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}$
S_{21}	$\frac{2}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$	$\frac{-2Y_{21}Y_0}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{2Z_{21}Z_0}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}$
S_{22}	$\frac{-A + B/Z_0 - CZ_0 + D}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$	$\frac{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 - Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} - Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}$

Paramètres $ABCD$ en termes des paramètres S , Y , et Z			
	S	Y	Z
A	$\frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$-\frac{Y_{22}}{Y_{21}}$	$-\frac{Z_{11}}{Z_{21}}$
B	$Z_0 \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$-\frac{1}{Y_{21}}$	$\frac{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}}{Z_{21}}$

C	$\frac{1}{Z_0} \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$-\frac{(Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21})}{Y_{21}}$	$-\frac{1}{Z_{21}}$
D	$\frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$-\frac{Y_{11}}{Y_{21}}$	$-\frac{Z_{22}}{Z_{21}}$

Un réseau deux ports montrant les variables du réseau



Puisque $V_2 = -I_2 Z_{02}$, l'impédance d'entrée au port 1 du réseau deux ports ci-dessus est donnée par :

$$Z_{in1} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{Z_{02}A + B}{Z_{02}C + D}$$

En substituant les paramètres ADCB pour un réseau de ligne de transmission, nous obtenons l'expression

$$Z_{in1} = Z_c \frac{Z_{02} + Z_c \tanh \gamma l}{Z_c + Z_{02} \tanh \gamma l}$$

Où Z_c et γ , et l sont l'impédance caractéristique, la constante de propagation complexe, et la longueur de la ligne de transmission. Pour une constante de propagation complexe sans perte, $\gamma=j\beta$, nous pouvons ainsi réécrire l'expression précédente comme :

$$Z_{in1} = Z_c \frac{Z_{02} + Z_c \tan \beta l}{Z_c + jZ_{02} \tan \beta l}$$

Lorsque l'on impose un circuit ouvert ou un court-circuit à un des ports du réseau de ligne de transmission, l'équation ci-dessus devient égale à :

$$Z_{in1} = \frac{Z_c}{j \tan \beta l}$$

pour un circuit ouvert et

$$Z_{in1} = jZ_c \tan \beta l$$

pour un circuit fermé

ANNEXE 2 : Setup de test de mesure de la linéarité

La procédure la plus souvent utilisée pour quantifier les effets de non-linéarité, qui sont associés à un circuit non-linéaire, est le test deux-tonnes. Le principe de base est présenté à la Figure A.2. L'application deux-tonnes sinusoïdales au port d'entrée du circuit non-linéaire cause l'apparition des produits d'intermodulation en sortie. Parmi eux les produits d'intermodulation d'ordre 3 sont ceux les plus critiques puisqu'ils sont localisés proche des tonnes fondamentales et sont donc très difficile à rejeter par un processus de filtrage.

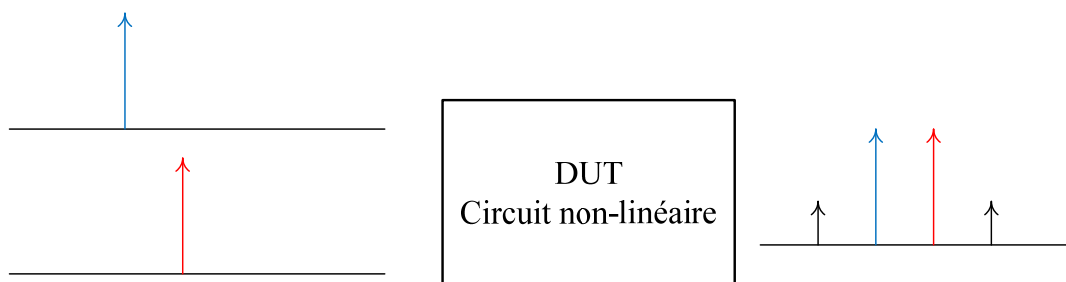


Figure A.2.1 : Réponse d'un circuit non-linéaire sous une excitation deux-tonnes

Un montage typique de mesures deux-tonnes, comme illustré à la Figure A.2.2, peut être utilisé pour déterminer la performance de linéarité d'un tel circuit. Deux sources de signaux RF sont utilisées pour générer deux tonnes sinusoïdales avec des fréquences individuelles rapprochées de f_1 et f_2 . Les atténuateurs sont utilisés pour éviter tout mélange de signaux provenant des générateurs qui pourrait générer d'autres distorsions supplémentaires. Le combineur de puissance RF est ensuite utilisé pour combiner les deux signaux qui vont par la suite être envoyés à l'entrée du circuit non-linéaire sous test. Finalement, l'analyseur de spectre est utilisé pour visualiser le spectre du signal de sortie de la composante non-linéaire.

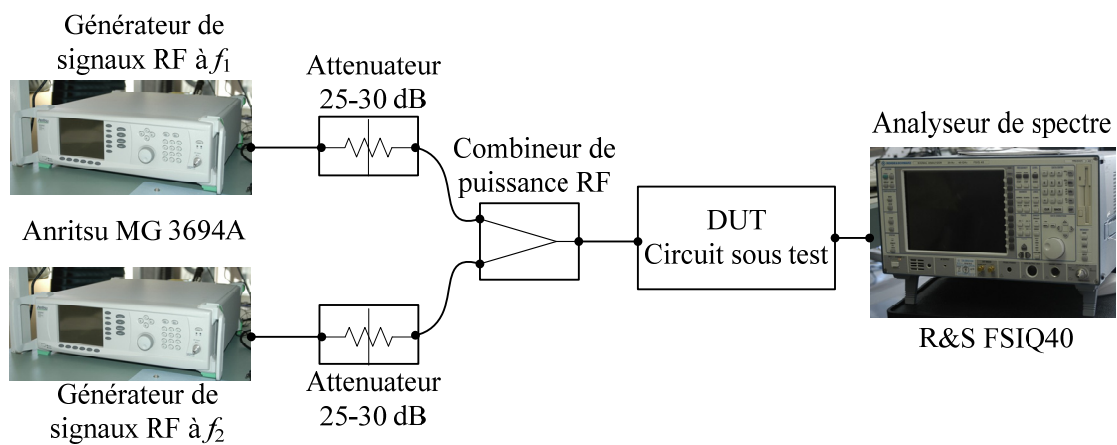


Figure A.2.2 : Schématique du setup de mesures de linéarité